Indeks 374040 PL ISSN 0137-6802

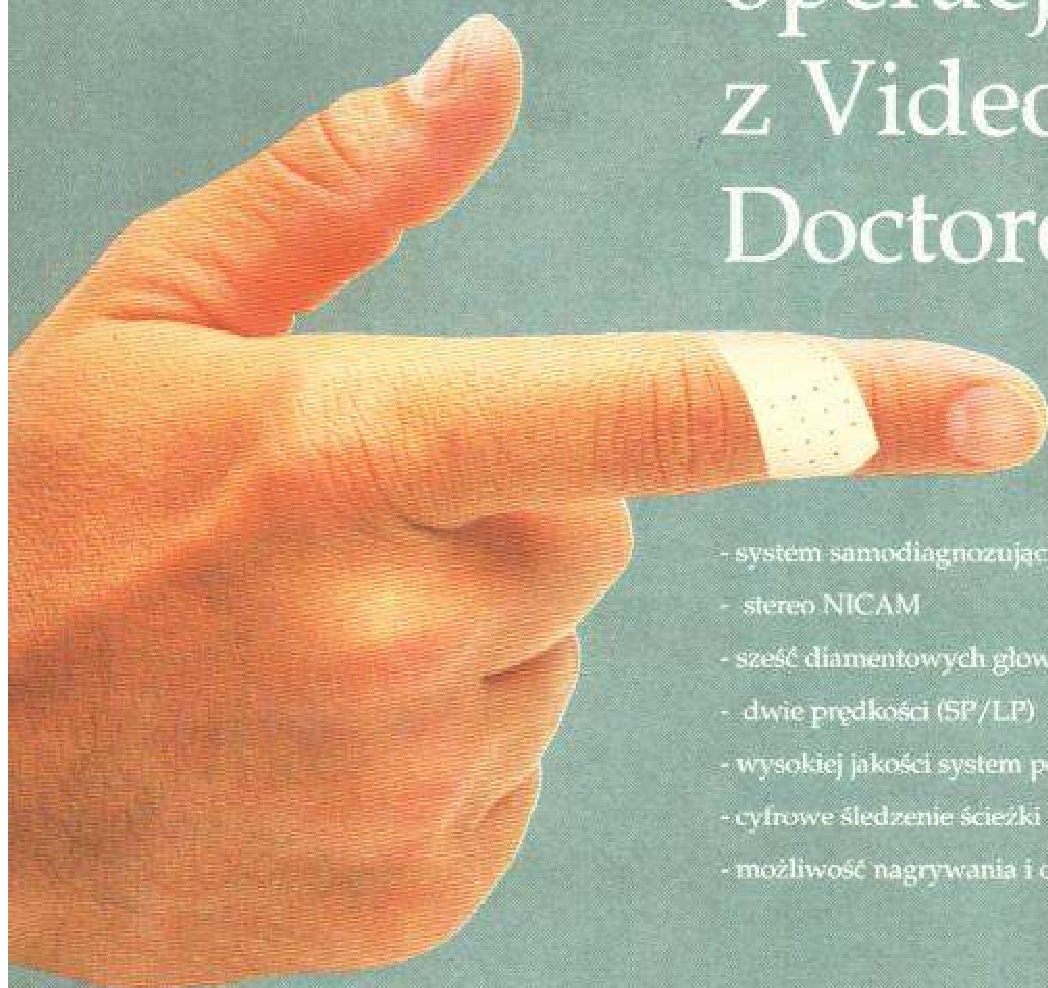
Pismo istnieje od 1924 roku

radioelektronik

AUDIO hi-fi VIDEO

re
8/98
cena 4,90 zł

Bezbolesne
operacje
z Video
Doctorem



- system samodiagnozujący Video Doctor
- stereo NICAM
- sześć diamentowych głowic
- dwie prędkości (SP/LP)
- wysokiej jakości system poprawy obrazu
- cyfrowe śledzenie ścieżki
- możliwość nagrywania i odtwarzania w systemie 16 : 9





Magnetowid W903Y

Najważniejsi są ludzie

KONKURS WAKACYJNY ReAV TRWA!

radioelektronik AUDIO - VIDEO

SIERPIEŃ • ROCZNIK L (231) 8 '98

W numerze:

Z KRAJU I ZE ŚWIATA **2**

TELEKOMUNIKACJA **5**

SIMPLUS - telefon komórkowy bez abonamentu i rachunków 5

KLUB MŁODEGO ELEKTRONIKA **6**

Stabilizatory (1) 6

Odbiornik do słuchawek bezprzewodowych 8

PORADNIK ELEKTRONIKA **10**

Filtracja sygnałów zakłócających (1) .. 10

PODZESPOŁY **14**

Półprzewodnikowe ograniczniki przepięć elektrycznych 14

LTC1094 – 10-bitowy przetwornik a/c z interfejsem szeregowym 17

ELEKTRONIKA w PRZEMYŚLE .. **19**

System akwizycji danych przez szeregową magistralę synchroniczną (1). 19

SCHEMATY I SERWIS **21**

Wzmacniacz lampowy Amplifon WL36 .. 21

ELEKTRONIKA w RÓŻNYCH ZASTOSOWANIACH **24**

Układy zapłonowe z czujnikami optoelektronicznymi (3)................ 24

Inteligentna ładowarka akumulatorów NiMH i NiCd (2)................ 26

Z PRAKTYKI **28**

Szukacz przewodów elektrycznych 28

Wzmacniacz modułu różnicy sygnałów 29

OD.... I DO CZYTELNIKÓW **30**

Modyfikacja bocznika amperomierza wielozakresowego 30

Termostat z cyfrowym odczytem temperatury 30

AKTUALNOŚCI **33**

"Mały wielki projektor" 33

Trzy w jednym 33

Telewizory Hitron firmy Samsung 33

Tonsil inwestuje 33

NA RYNKU AV **34**

Projektory 34

Radioodtwarzacze samochodowe (2) .. 40

POZNAJEMY SPRZĘT **44**

MiniDisc wysokiej jakości cyfrowa rejestracja dźwięku 44

Jamo Digital CineMaster - high end kina domowego 46

OCENY UŻYTKOWNIKÓW **48**

Przenośny odtwarzacz DVD-L10 48

Wzmacniacz lampowy Amplifon WL36 ... 49

Odtwarzacz płyt kompaktowych Pioneer PD-S06 50

Drodzy Czytelnicy,

Nowości technologiczne w elektronice nie przestają nas zadziwiać. Ta, o której piszemy w tym numerze, pochodzi z pogranicza elektroniki, mechaniki i optyki. Wyobraźmy sobie układ scalony zawierający na swej powierzchni setki tysięcy mikroluster, każde w formie kwadratu o boku kilkunastu mikronów. Nie dość tego - miniaturowe lusterka są osadzone na jeszcze mniejszych zawiasach i, odpowiednio sterowane polem elektrostatycznym, mogą się obracać o pewien kąt. Takie układy znajdują zastosowanie w najnowocześniejszych projektorach. Polecam artykuł na ten temat.

Zamieszczamy też sporo artykułów praktycznych i niezbyt trudnych - jak przystało na sezon urlopowy. A więc piszemy, jak zrobić szukacz przewodów elektrycznych, wzmacniacz modułu różnicy sygnałów a także odbiornik do słuchawek bezprzewodowych. W Poradniku zaś kontynuujemy ważną dla każdego praktyka tematykę zapobiegania zakłóceniom. Tym razem autor radzi, jak je odfiltrowywać.

Dla coraz liczniejszych zwolenników wzmacniaczy lampowych zamieszczamy szczegółowy opis wzmacniacza Amplifon wraz ze schematem, a dla zainteresowanych sprzętem najwyższej klasy (niestety kosztownym) - artykuł o systemie kina domowego firmy Jamo, niedawno zaprezentowanym w Las Vegas. W naszych domach jeszcze nie zdążyły się upowszechnić stacjonarne urządzenia DVD, a już pojawiają się odtwarzacze przenośne. Myślę, że warto zapoznać się z opisem jednego z nich, który znajdziecie w tym numerze wśród wielu innych, również interesujących materiałów.

Przypominam o naszym konkursie wakacyjnym, którego ostatnie dwa pytania właśnie zamieszczamy. Nagrody czekają.

Redaktor Naczelny

M Nadachowski

Pismo FSNT i SEP



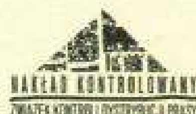
Wydawca: RADIOELEKTRONIK Spółka z o.o.
ul. Filtrowa 77, lok. 51
(wejście od ul. Rapackiego),
02-032 Warszawa,
tel. 0-601-62-18-24, tel./fax: (022) 659-78-46, 668-88-01
e-mail: radelek@pol.pl http://www.pol.pl/radioelektronik

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – dr inż. Michał Nadachowski, **z-ca red. nacz.** – mgr inż. Jerzy Justat, **sekr. red.** – mgr inż. Maria Tronina, **redaktorzy działów**: mgr inż. Maciej Feszczuk, dr inż. Jerzy Frydrychowicz, Eugenia Grudzińska, mgr inż. Leszek Halicki, inż. Janusz Justat, mgr inż. Seweryn Kobyliński, mgr inż. Leon Kossobudzki, inż. Maria Łopuszniak, mgr inż. Cezary Rudnicki

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo skracania i adiustacji nadesłanych artykułów. Opisy urządzeń i układów elektronicznych oraz ich usprawnień zamieszczone w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Wykorzystywanie ich do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody autora opisu. Przedruk całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" jest dozwolony po uzyskaniu zgody Redakcji.
Za treść ogłoszeń Redakcja nie ponosi odpowiedzialności.

Stali współpracownicy: doc. mgr inż. Aleksander Witort, mgr inż. Mirosław Gieroń, mgr inż. Krystyna Prószyńska

Laboratorium: mgr inż. Cezary Rudnicki
Sekretariat: Ewa Wiśniewska, Teresa Budka
Redaktor techniczny: Beata Włodarczyk
Projekt graficzny: Jacek Ostaszewski
DTP: mgr inż. Krzysztof Węgrzycki



© Copyright by Radioelektronik sp. z o.o., Warszawa, 1998 r.

Druk: :
Zakłady Graficzne Spółka z o.o.
ul. Okrzei 5, 64-920 Piła
Cena 4.90 zł

Na okładce: Reklama firmy LG

Najwyższej jakości
AEROZOLE TECHNICZNE



KONTAKT CHEMIE



- Środki czyszczące i smarujące
- Środki konserwujące i zabezpieczające
- Środki anykorozyjne, ekranujące wpływ pól elektromagnetycznych, eliminujące ładunki elektrostatyczne, silikonowe preparaty izolujące, preparaty i lakiery do zabezpieczania obwodów drukowanych
- **CRC5-56** – uniwersalny, penetrujący preparat smarujący, myjący, konserwujący o działaniu antykorozyjnym, wypierający wilgoć.



04-761 Warszawa, ul. Zwoleńska 43
tel. 022/615 64 31, 615 73 71, fax 022/615 73 75
e-mail: semicon@pol.pl, http://www.korpo.pol.pl/semicon

Stabilizatory (1)

Stabilizatory wchodzą w skład zasilaczy zdecydowanej większości urządzeń elektronicznych. Ich duża różnorodność oraz możliwości wyboru sprawiają, że dobrze jest bliżej poznać ich zasadę działania oraz pewne charakterystyczne właściwości.

Podstawową funkcję w układach zasilania pełnią stabilizatory napięcia i prądu stałego. Zapewniają one układom elektronicznym odpowiednie warunki pracy. W przypadku układów zasilanych stabilizowanym napięciem istotne jest również, żeby impedancja wyjściowa układu zasilającego była jak najmniejsza, a w przypadku stabilizatorów prądu, możliwie duża.

Stabilizatory prądu są rozpowszechnione znacznie mniej. Samodzielnie występują głównie w układach pomiarowych jako źródła prądowe. Znacznie częściej są natomiast fragmentem bardziej rozbudowanych układów elektronicznych.

Stabilizatory napięcia

Stabilizatory równoległe

Schemat blokowy stabilizatora napięcia jest przedstawiony na rys. 1.

Do podstawowych parametrów charakteryzujących stabilizatory napięcia można zaliczyć:

- znamionowe napięcie wyjściowe, czyli napięcie na które stabilizator został zaprojektowany,
- zakres regulacji napięcia wyjściowego (jeżeli stabilizator je ma), przy danym napięciu wejściowym,
- zakres zmian napięcia wejściowego przy danym napięciu wyjściowym. Wartość minimalna jest związana ze zdolnością stabilizatora do stabilizowania, natomiast wartość maksymalna związana jest z wytrzymałością napięciową elementów, warunkami technicznymi itp. Przekroczenie wartości maksymalnej grozi uszkodzeniem stabilizatora, a w dalszej konsekwencji układów przez niego zasilanych. Zależność między napięciem wyjściowym, a wejściowym stabilizatora przedstawiono na rys. 2.
- współczynnik stabilizacji napięcia wyjściowego przy zmianach napięcia wejściowego:

$$S_u = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_{we}}$$

- współczynnik stabilizacji napięcia wyjściowego przy zmianach prądu obciążenia. Współczynnik ten określa rezystancję wyjściową stabilizatora:

$$S_i = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta I_L}$$

Najprostszym stabilizatorem napięcia jest dioda Zenera. Własności stabilizacyjne związane są z jej charakterystyką prądowo-napięciową przy polaryzacji złącza w kierunku zaporowym. Podstawowy układ pracy oraz charakterystykę stabilizatora z diodą Zenera przedstawiono na rys. 3.

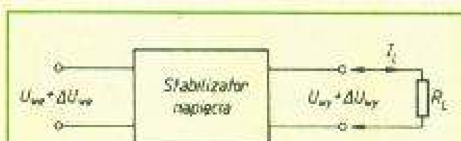
Diody te charakteryzują się utrzymywaniem w przybliżeniu stałego napięcia w szerokim zakresie przepływającego przez nie prądu. Napięcie będące różnicą między napięciem wejściowym i wyjściowym odkłada się na rezystorze R1. Na rys. 3b przedstawiono zasadę uzyskiwania napięcia stabilizowanego przy wykorzystaniu diody Zenera. Widać wyraźnie, że dużemu przyrostowi napięcia wejściowego ΔU_{we} odpowiada znacznie mniejsza zmiana napięcia wyjściowego ΔU_{wy}. Im większe jest nachylenie charakterystyki diody tym lepsze są jej własności stabilizacyjne. Decyduje o tym tzw. "rezystancja dynamiczna" diody, zwykle o wartości kilkudziesięciu omów. Obciążenie stabilizatora z diodą Zenera zewnętrznym rezystorem będzie powodować przesuwanie się punktu pracy diody w kierunku mniejszych prądów, co związane będzie również ze zmianą napięcia wyjściowego zgodnie z jej charakterystyką. Dlatego diody Zenera częściej wykorzystywane są jako źródła napięcia odniesienia o małym poborze prądu, niż samodzielne stabilizatory napięcia. Prostota i pewność działania tego typu stabilizatora powoduje, że ciągle jest stosowany. Diody Zenera wytwarzane są na ogół na napięcia od 2,4 V do 75 V. Są również produkowane specjalne, wysokonapięciowe diody Zenera na napięcia 150÷240 V. W celu uzyskania niższych napięć, można wykorzystać zwykłe diody krzemowe o złączach polaryzowanych w kierunku przewodzenia, które mogą być także łączone szeregowo. Można również wykorzystać w tym celu diody elektroluminescencyjne. Dioda czerwona ma napięcie około 1,2 V, dioda zielona około 2 V.

Dobierając diodę Zenera do konkretnego zastosowania należy zwrócić uwagę przede wszystkim na jej moc admisyjną oraz prąd znamionowy.

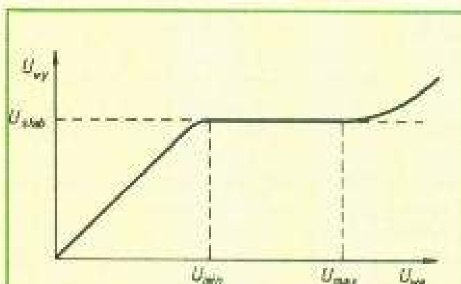
P r z y k ł a d

Należy zaprojektować zasilanie dla układu o dopuszczalnej tolerancji napięcia w zakresie 4,75÷5,25 V oraz poborze prądu około 2,5 mA.

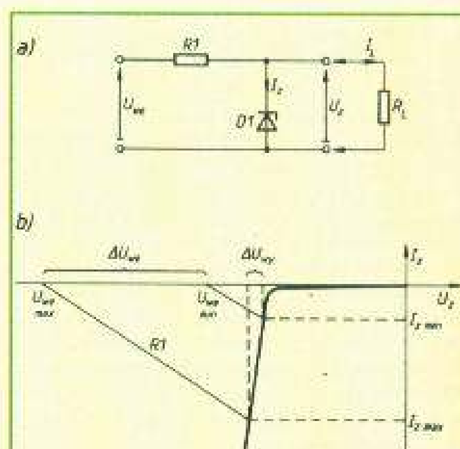
Napięcie zasilające U_{we} będzie wynosić 15 V. Wybieramy z katalogu diodę Zenera BZP 683–C5V1 o dopuszczalnej mocy strat P_{Dtp} = 0,4 W. Podana w oznaczeniu elementu tolerancja 5% (litera C) oznacza, że napięcie diody może być w zakresie od 4,84÷5,35 V, przy przepływającym prądzie 5 mA. Ponieważ górna wartość wykracza poza dopuszczalny przedział, może zajść potrzeba dobrania egzemplarza diody. Przy wyborze prądu płynącego przez diodę Zenera należy kierować się ogólną zasadą, aby prąd diody I_z w żadnych warunkach nie był mniejszy niż I_{zmin}, gdyż grozi to wyjściem diody z zakresu stabilizacji. Przyjmując dodatkowo, że prąd obciążenia I_L będzie stanowił 0,5 prądu I_z, speł-



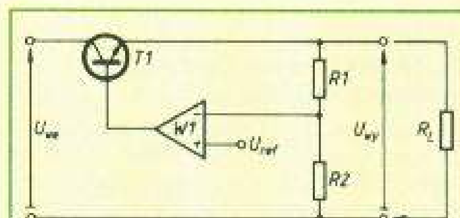
Rys. 1. Schemat blokowy stabilizatora napięcia



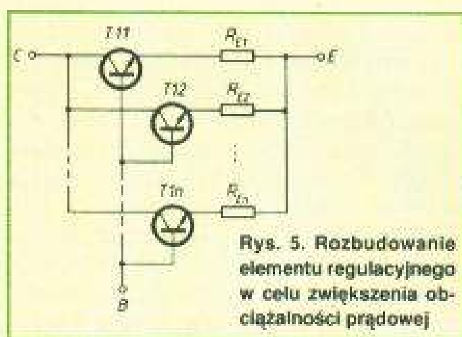
Rys. 2. Zależność napięcia wyjściowego stabilizatora od napięcia wejściowego



Rys. 3. Podstawowy układ pracy stabilizatora z diodą Zenera
a – układ elektryczny,
b – zasada stabilizacji napięcia



Rys. 4. Podstawowy układ stabilizatora szeregowego



Rys. 5. Rozbudowanie elementu regulacyjnego w celu zwiększenia obciążalności prądowej

nione będą warunki poprawnej pracy. W przytoczonym przykładzie przyjmujemy:

$$I_z = 2 \cdot I_L = 2 \cdot 2{,}5\ \text{mA} = 5\ \text{mA}$$

Wartość rezystora R1 można wyznaczyć z zależności:

$$R_1 = \frac{U_{we} - U_z}{I_z + I_L} = \frac{15\ \text{V} - 5{,}1\ \text{V}}{5\ \text{mA} + 2{,}5\ \text{mA}} \cong 1{,}3\ \text{k}\Omega$$

Należy jeszcze określić moc wydzielaną w diodzie Zenera D1 i rezystorze R1. Przy obciążaniu tego typu elementów nie należy przekraczać połowy mocy dopuszczalnej:

$$P_D = I_Z \cdot U_Z = 5\ \text{mA} \cdot 5{,}1\ \text{V} = 25{,}5\ \text{mW}$$

a więc $P_D < P_{Ddop}$

oraz w rezystorze R1:

$$P_{R1} = I^2_{R1} \cdot R_1 = (7{,}5\ \text{mA})^2 \cdot 1{,}3\ \text{k}\Omega =$$
$$= 56{,}25 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}3 \cdot 10^3 = 73{,}12\ \text{mW}$$

Należy zastosować typowy rezystor o dopuszczalnej mocy strat 0,2÷0,25 W.

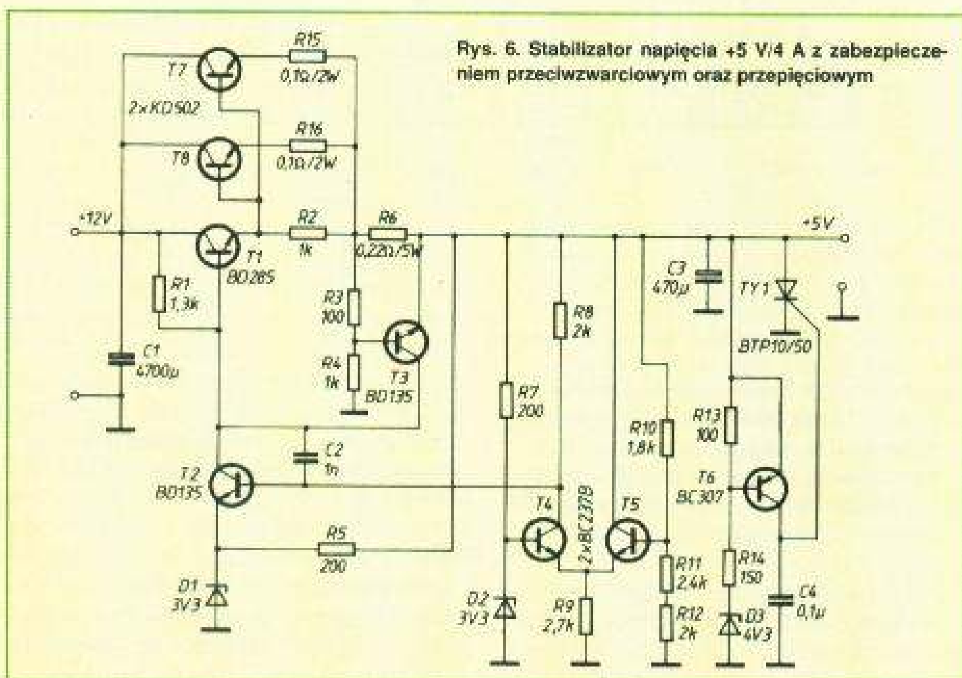
Stabilizatory szeregowe

Omówione wcześniej stabilizatory wykorzystujące diody Zenera mają pewne wady istotne z punktu widzenia wielu zastosowań. Jedna z nich wynika z braku możliwości regulacji stabilizowanego napięcia. Drugą, znacznie istotniejszą jest stosunkowo mała obciążalność diod Zenera. Pobieranie prądu rzędu amperów z prostego stabilizatora, wykonanego z diodą Zenera, jest w zasadzie niemożliwe. Przy tych niedogodnościach fakt, że przy braku obciążenia pełny prąd znamionowy płynie przez stabilizator, jest już wadą o mniejszym znaczeniu. Jest to cecha stabilizatorów równoległych. Stabilizatory szeregowe nazwę swoją zawdzięczają elementowi, który przeciwnie niż diody Zenera, jest z obciążeniem połączony szeregowo.

Podstawowy układ stabilizatora szeregowego przedstawiono na rys. 4.

Elementem regulacyjnym jest w tym układzie tranzystor T1. Napięcie odniesienia V_{ref}, które zwykle uzyskiwane jest ze stabilizatora z diodą Zenera, omówionego poprzednio, doprowadzone jest do wejścia nieodwracającego wzmacniacza błędu W1. Do drugiego wejścia jest doprowadzona część napięcia wyjściowego uzyskana z dzielnika R1, R2. Wzmacniacz błędu W1 tak steruje prądem bazy tranzystora T1, aby różnicę napięć między swoimi wejściami sprowadzić do zera.

Tu od razu jest widoczna możliwość prostej regulacji napięcia wyjściowego układu przez zmianę wartości jednego z elementów dzielnika. Jeżeli napięcie odniesienia będzie uzyskiwane z diody Zenera, można wybrać dla niej optymalny punkt pracy, a zamiast opornika zastosować źródło prądowe, dzięki czemu można uzyskać znacznie mniejszy współczynnik tętnień napięcia wyjściowego. Amplituda tętnień napięcia wyjściowego zależy bowiem głównie od dwóch czynników: stabilności napięcia odniesienia oraz od wartości wzmocnienia napięciowego w pętli sprzężenia zwrotnego. Stabilność napięcia diody Zenera, pomijając zmiany termiczne, związana jest bezpośrednio z niezmiennością jej punktu pracy, czyli ze stałością przepływającego przez nią prądu. Zastosowanie źródła prądowego do zasilania diody Zenera, stanowiącej napięcie odniesienia, uniezależni punkt pracy tej diody od wahań napięcia zasilającego. Dotyczy to szczególnie przypadku, gdy do zasilania diody Zenera wykorzystywane jest napięcie niestabilizowane, pobierane sprzed stabilizatora.



Rys. 6. Stabilizator napięcia +5 V/4 A z zabezpieczeniem przeciwzwarciowym oraz przepięciowym

Stabilizacja napięcia wyjściowego zapewniona jest dzięki silnej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, która dąży do utrzymania w każdych warunkach założonego stanu początkowego. Sprzężenie zwrotne powoduje również, że rezystancja wyjściowa jest 100÷1000 razy mniejsza niż w przypadku stabilizatora z diodą Zenera. Nie ma również istotnych ograniczeń maksymalnego prądu obciążenia. Tranzystor T1 jest tranzystorem mocy. Jeżeli jeden tranzystor nie wystarczy, można zastosować układ bardziej złożony z kilkoma tranzystorami połączonymi równolegle, jak przedstawiono na rys. 5.

Niewielkie rezystory R_E o wartości 0,1÷0,5 Ω mają za zadanie wyrównać rozpływ prądów płynących przez poszczególne tranzystory.

Podstawową wadą stabilizatorów szeregowych z pętlą sprzężenia zwrotnego jest możliwość zniszczenia układu w przypadku zwarcia zacisków wyjściowych. Tego typu zagrożenie nie występowało przy prostym stabilizatorze z diodą Zenera, która przy zwarciu wyjścia nie była narażona. Dlatego stabilizatory szeregowe wyposażone są w różnego rodzaju ograniczniki prądu wyjściowego. Istotną sprawą jest również zabezpieczenie układów zasilanych w przypadku uszkodzenia stabilizatora. W tym przypadku na wyjściu może bowiem pojawić się napięcie o wartości znacznie przekraczającej napięcie znamionowe. Do tego celu stosowane są tyrystory mocy, które w sytuacji awaryjnej po prostu zwierają wyjście układu do momentu przepalenia się bezpiecznika topikowego.

Przykład stabilizatora o napięciu +5 V o wydajności prądowej około 4 A, przeznaczonego do zasilania układów cyfrowych, jest przedstawiony na rys. 6.

W stabilizatorze jako elementy regulacyjne zastosowano dwa połączone równolegle tranzystory mocy T7 i T8 sterowane przez tranzystor T1. W układzie wzmacniacza napięciowego pracuje stopień różnicowy, wykonany z tranzystorów T4 i T5 oraz połączony galwanicznie z tranzystorem T4 tranzystor T2. Do wejścia nieodwracającego układu różnicowego (baza tranzystora T4) dołączone jest napięcie odniesienia z diody Zenera D2, natomiast do wejścia odwracającego układu (baza tranzystora T5) dołączane jest z dzielnika napięcie wyjściowe. Dobierając jeden z elementów dzielnika (rezystory R10, R11 i R12) można ustalić wartość napięcia wyjściowego z wymaganą dokładnością.

Tranzystor T3 pracuje w układzie ogranicznika prądowego, kontrolując wartość prądu przepływającego przez rezystor R6. Obniżenie potencjału bazy tego tranzystora przez zastosowanie dzielnika R3, R4 powoduje, że układ ma korzystną "podciętą" charakterystykę ograniczenia prądowego. Prąd zwarcia wynosi ok. połowy maksymalnego prądu wyjściowego stabilizatora. Tranzystor T6 pracuje jako czujnik nadmiernego napięcia wyjściowego. W przypadku, gdy napięcie wzrośnie powyżej 6 V, co zwykle związane jest z uszkodzeniem układu, nastąpi wysterowanie tranzystora T6 i włączenie tyrystora TY1. Tyrystor zwrze wówczas wyjście stabilizatora zabezpieczając obwody zasilane przed uszkodzeniem. ■

Maciej Feszczuk

Odbiornik do słuchawek bezprzewodowych

Opisany jest odbiornik optoelektroniczny współpracujący z układem nadawczym (ReAV 5/98) i standardowymi słuchawkami o rezystancji nie mniejszej niż 16 Ω.

Do optycznej transmisji sygnału akustycznego stosuje się podwójną modulację – szerokopasmową modulację FM (częstotliwości) sygnału z częstotliwością podnośną od kilkudziesięciu kiloherców do kilku megaherców, a następnie kluczowanie amplitudy natężenia promieniowania emitowanego przez zespół diod. W odbiorniku optoelektronicznym zachodzi proces odwrotny. W pierwszej kolejności sygnał w postaci padającego na fotodetektor promieniowania podczerwonego zostaje przetworzony na prąd w celu odzyskania modulowanej fali podnośnej. Następnie po wzmocnieniu jest przeprowadzana detekcja. Na wyjściu odbiornika uzyskuje się sygnał akustyczny. Jest on wzmacniany do poziomu wymaganego przez rodzaj użytych słuchawek.

Opis układu

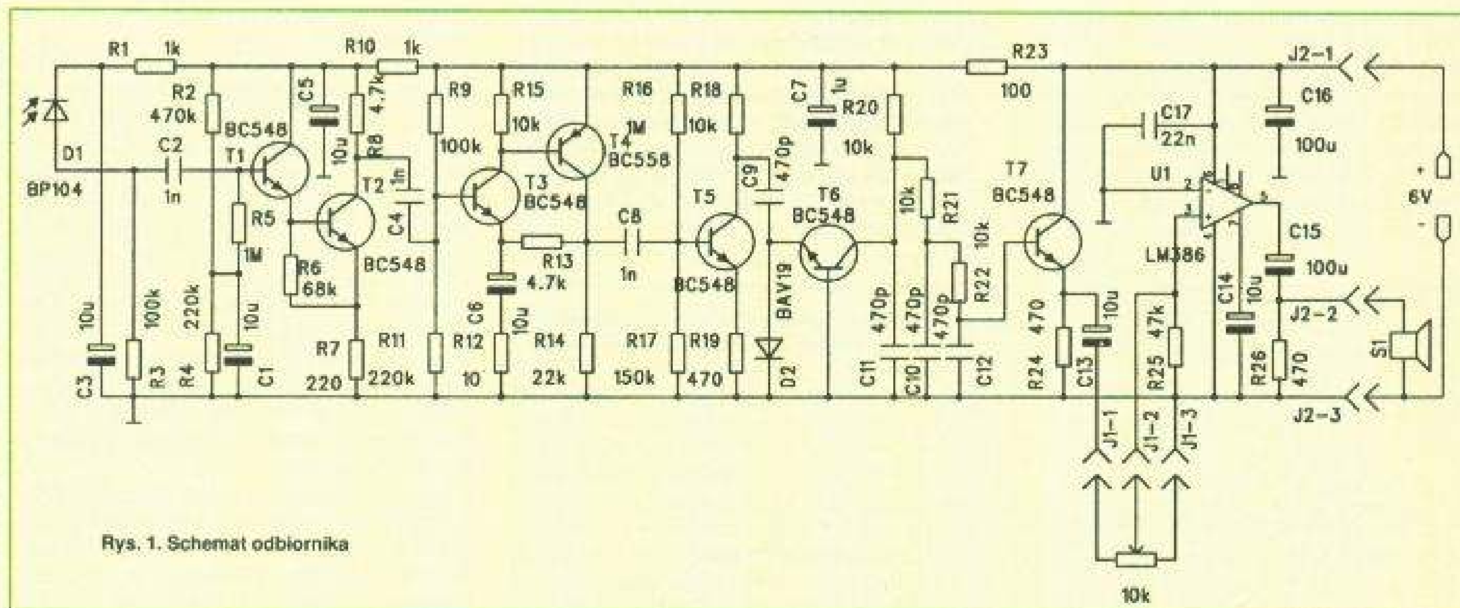
Układ odbiorczy (rys.1), będący źródłem sygnału dla słuchawek, składa się z pięciu bloków funkcjonalnych realizujących następujące funkcje:

- detektora promieniowania podczerwonego – fotodioda D1, kondensator C3 oraz rezystory R1 i R3,
- wzmacniacza szerokopasmowego – tranzystory T1÷T5, kondensatory C1÷C2 i C4÷C8 oraz rezystory R2 i R4÷R19,
- detektora FM – tranzystor T6, dioda D2, kondensatory C9÷C12 oraz rezystory R20÷R23,
- regulatora głośności – tranzystor T7, kondensator C13, rezystory R24÷R25 i zewnętrzny potencjometr dołączony do złącza J1,
- wzmacniacza akustycznego – układ scalony U1, kondensatory C14÷C17, rezystor R26 i słuchawki dołączone do złącza J2 (końcówki J2-2 i J2-3).

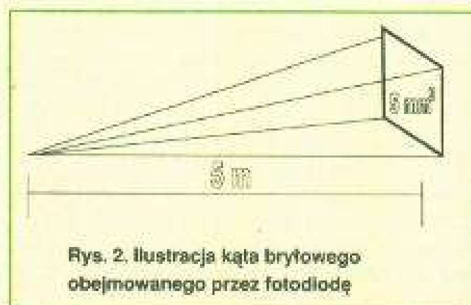
Pierwszym blokiem układu jest detektor promieniowania podczerwonego z fotodiodą D1 i rezystorem obciążenia R3. Pozostałe elementy (C3 i R1) tworzą filtr dolnoprzepustowy, przez który jest doprowadzane napięcie polaryzacji wstecznej fotodiody o wartości ok. 5 V. Tak spolaryzowana fotodioda może być rozpatrywana jako źródło prądowe, o wydajności zależnej od napromienienia, czyli mocy padającego na nią promieniowania podczerwonego.

Moc promieniowania padającego na powierzchnię fotodiody jest zależna nie tylko od natężenia promieniowania źródła, ale i odległości od niego. Zastosowana w układzie fotodioda BP104 o polu powierzchni aktywnej 5 mm^2, czułości ok. 0,6 A/W, umieszczona w odległości np. 5 m od układu nadawczego o natężeniu promieniowania 30 mW/sr (natężenie promieniowania układu nadawczego opisanego w ReAV 5/98 "widzi" w przestrzeni kąt bryłowy 5 $mm^2/(5\ m)^2$, czyli $0{,}2 \cdot 10^{-6}$ sr (rys.2). Na jej powierzchnię pada więc promieniowanie o mocy 30 mW/sr $\cdot\ 0{,}2 \cdot 10^{-6}$ sr = 6 nW. Wywołuje ono przepływ prądu ok. 3,6 nA, który wytwarza na rezystorze R3 (100 kΩ) spadek napięcia ok. 360 μV przekazywany do wzmacniacza. Przebieg napięcia ma kształt fali prostokątnej o modulowanej częstotliwości. Częstotliwość środkowa przebiegu wynosi ok. 95 kHz, a jego dewiacja maksymalna ok. 40 kHz. Stopień wejściowy wzmacniacza szerokopasmowego o paśmie przenoszenia 50÷150 kHz, tworzą tranzystory T1 i T2 wraz z kondensatorami C1÷C2 i C4÷C5 oraz rezystorami R2 i R4÷R10. Kondensator C2 wraz z rezystorem R5, decydującym o rezystancji wejściowej wzmacniacza, służy do oddzielenia składowej stałej sygnału pochodzącej od niepożądanych źródeł promieniowania podczerwonego, takich jak grzejniki i żarówki. Sygnał wyjściowy z kolektora tranzystora T2 jest doprowadzany do wejścia następnego stopnia – głównego członu wzmacniającego.

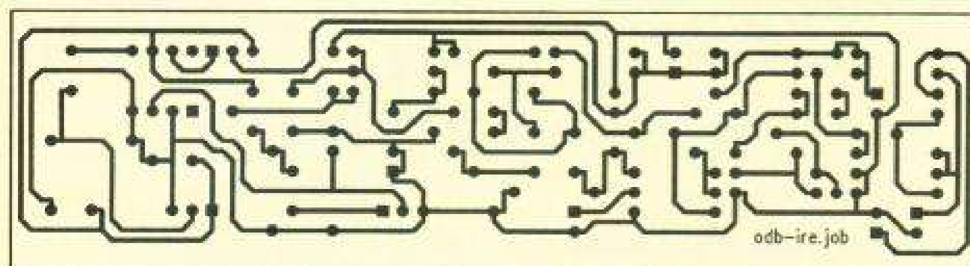
Kolejny stopień wzmacniacza tworzą tranzystory T3 i T4 wraz z kondensatorem C6 oraz re-



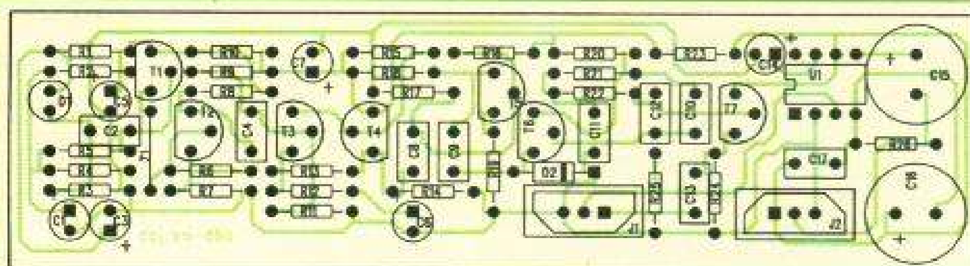
Rys. 1. Schemat odbiornika



Rys. 2. Ilustracja kąta bryłowego obejmowanego przez fotodiodę



Rys. 3. Płytka drukowana odbiornika (skala 1:1)


Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce

Parametry wzmacniacza szerokopasmowego

Parametr	Jednostka	Wartość
Czułość	nW	5
Próg ograniczania	nW	8
Próg ograniczania (nap. na R3)	μV	500
Pasmo przenoszenia	kHz	20 ÷ 180
Rezystancja wejściowa	kΩ	800

zystorami R11÷R15. Jest to wzmacniacz z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Jego wzmocnienie napięciowe jest zależne od stosunku rezystancji R13 do R12. Sygnał wyjściowy z kolektora T4 jest doprowadzany do wejścia następnego stopnia – ogranicznika amplitudy z tranzystorem T5, kondensatorami C8÷C10 oraz rezystorami R16÷R19. Na jego wyjściu, z kolektora T5 uzyskuje się sygnał o stałej wartości międzyszczytowej, bliskiej napięciu zasilania, czyli ok. 6 V. Główne parametry wzmacniacza zestawiono w tablicy.

Sygnał z wyjścia wzmacniacza jest doprowadzany do wejścia detektora FM. Jego działanie polega na cyklicznym ładowaniu i rozładowywaniu kondensatora C9 przez diodę D2 w czasie trwania dodatniej połówki fali prostokątnej lub przez złącze emiter-baza tranzystora T6 w czasie trwania połówki ujemnej. Powoduje to przepływ prądu kolektora o wartości zależnej od chwilowej częstotliwości przebiegu. Ten sygnał jest filtrowany w trójstopniowym filtrze dolnoprzepustowym złożonym z elementów C10÷C12 i R20÷R22. Na wyjściu filtru uzyskuje się sygnał napięciowy, w którym wyróżnia się składową stałą i składową zmienną proporcjonalną do odchylenia częstotliwości od wartości średniej, czyli sygnał akustyczny. Czułość detektora FM, czyli stosunek napięcia wyjściowego do dewiacji częstotliwości sygnału, jest zależna od iloczynu pojemności C9 i rezystancji R20. Zostały one tak dobrane, że wartość składowej stałej napięcia kolektora tranzystora T6 przy braku modulacji ($\Delta f = 0$), przy fali podnośnej o częstotliwości 95 kHz, wynosi w przybliżeniu połowę napięcia zasilania, czyli ok. 3 V. W przypadku stosowania innej częstotliwości podnośnej należy zastosować inną wartość pojemności C9 – taką, aby był spełniony warunek:

$$0{,}45 < C_9 R_{20} f < 0{,}5$$

Oba sygnały wyjściowe są doprowadzane do wejścia układu regulacji głośności – wtórnika emiterowego z tranzystorem T7. Kondensator C13 oddziela składową stałą i do potencjometru jest doprowadzany wyłącznie sygnał zmienny. Sygnał z suwaka potencjometru (J1-2) jest doprowadzany do wejścia wzmacniacza końcowego z układem scalonym U1 – LM381.

Ostatnim stopniem odbiornika jest akustyczny wzmacniacz mocy stanowiący źródło sygnału dla słuchawek.

Na rys. 3 przedstawiono płytkę drukowaną układu, a na rys. 4 – rozmieszczenie elementów na płytce.

Uruchomienie układu

Do zasilania układu w czasie jego wstępnego uruchamiania należy użyć zasilacza stabilizowanego o napięciu 6 V i wydajności prądowej rzędu kilku miliamperów. Do normalnej eksploatacji wygodniejsze jest zasilanie z zespołu baterii R6.

Opisywany układ odbiorczy jest przewidziany do pracy z sygnałami o modulowanej częstotliwości, o częstotliwości środkowej 95 kHz lub przy innej zbliżonej wartości, zależnie od rodzaju używanego układu nadawczego.

W czasie uruchamiania układu należy sprawdzić wartości napięć stałych na kolektorach tranzystorów T2, T4 i T5. Powinny one wynosić odpowiednio 5,5 V; 3,0 V i 3,0 V; dopuszczalne są odchylenia o ok. 0,3 V. W przypadku większych rozbieżności można je skorygować drogą wymiany jednego z rezystorów w obwodach baz tranzystorów T1, T3 i T5. ■

(cr)

PRZEGLĄD WYDAWNICTW

SMPS Simulation with SPICE3 (Symulacja zasilaczy impulsowych) Steven M. Sandler
McGraw-Hill 1997, 196 stron + dyskietka

Nakładem znanego wydawnictwa McGraw Hill ukazał się nowy podręcznik dla wszystkich użytkowników SPICE'a – książka Stevena Sandlera, znakomitego autorytetu w zakresie układów elektronicznych dużej mocy.

W książce autor zawarł wiedzę na temat elementów i podzespołów magnetycznych, układów zasilających, ich symulacji i technik projektowania. Obszerna część wstępna zawiera ogólną prezentację symulatorów SPICE z uwzględnieniem różnych wersji komercyjnych, takich jak IsSpice, PSpice i HSpice oraz rozdział poświęcony modelowaniu podzespołów magnetycznych. Zasadnicza część pracy S. Sandlera zawiera omówienie następujących zagadnień:

- ❑ filtry przeciwzakłóceniowe (EMI Filters),
- ❑ przetwornice dc-dc (Buck-Flyback Topology),
- ❑ stabilizatory liniowe ze sprzężeniem zwrotnym i ich stabilność,
- ❑ przetwornice dc-ac,
- ❑ sposoby przyśpieszania symulacji układów zasilających.

Książka powinna się znaleźć w bibliotece każdego projektanta elektronicznych układów zasilających, każdego użytkownika SPICE'a.

Książka "SMPS Simulation with Spice 3" jest przeznaczona dla wszystkich użytkowników SPICE'a, uczniów, studentów i inżynierów, jak również wszystkich osób interesujących się elektroniką, szczególnie tych, którym nie zawsze odpowiada sprawdzanie pomysłów na nowy układ metodą lutowania układów próbnych z elementów rzeczywistych. ■

(cr)

Filtracja sygnałów zakłócających (1)

Filtracja stanowi jeden z najskuteczniejszych sposobów zapobiegania emisji niepożądanych sygnałów oraz tłumienia zakłóceń rozprzestrzeniających się drogą przewodzenia (zakłóceń przewodzonych, konduktywnych).

Filtracja jest ułatwiona wówczas, gdy sygnały zakłócające lub ich znaczna część są rozłożone w innej części widma częstotliwości niż sygnały użyteczne. Wtedy bowiem, dobierając właściwe parametry układu filtrującego, uzyskuje się dobre tłumienie zakłóceń przy pomijalnie małych zmianach sygnału użytecznego (np. tylko nieznacznym obniżeniu jego poziomu).

Trochę o filtrach

Filtr jest układem elektrycznym przepuszczającym zmienne przebiegi elektryczne o określonych częstotliwościach – w pasmie przepustowym, a tłumiący przebiegi o innych częstotliwościach – w pasmie tłumienia (zaporowym). Filtry konstruuje się zwykle w formie czwórników z elementów indukcyjnych i pojemnościowych – jako filtry reaktancyjne bierne lub z elementów RC współpracujących np. ze wzmacniaczami operacyjnymi – jako filtry aktywne. Układy filtrów przeciwzakłóceniowych są od strony elektrycznej dość proste. Są to na ogół filtry dolnoprzepustowe, przepuszczające sygnały o częstotliwościach od zera do określonej częstotliwości granicznej fg, a tłumiące sygnały o większych częstotliwościach. Filtr jako czwórnik opisuje się za pomocą zespołu czterech parametrów wiążących wartości napięcia U1 i prądu I1 na wejściu z napięciem U2 i prądem I2 na wyjściu np. w następujący sposób:

$$U_1 = A_{11} \quad U_2 + A_{12}I_2 \qquad (1a)$$

$$I_1 = A_{21} \quad U_2 + A_{22}I_2 \qquad (1b)$$

Filtry instaluje się w układach i urządzeniach elektronicznych na drodze między źródłem zakłóceń a obiektem zakłócanym – "odbiornikiem" zakłóceń (rys. 1). Z rysunku tego wynika, że napięcia na wejściu i wyjściu filtru są równe

$$U_1 = U_S - Z_S I_1 \qquad (2)$$

$$U_2 = Z_1 I_2 \qquad (3)$$

gdzie:

U_S i Z_S – odpowiednio napięcie i impedancja wewnętrzna źródła zakłóceń,

Z_1 – impedancja obciążenia (impedancja wejściowa "odbiornika" zakłóceń).

Napięcie zakłóceń na wejściu "odbiornika" zakłóceń przy braku filtru ma wartość:

$$U_{2Z} = U_S\, Z_1/(Z_S + Z_1) \qquad (4)$$

Tłumienie zakłóceń przez filtr określa się ilościowo jako iloraz napięcia U2z do napięcia U2 na wyjściu filtru. Przedstawia się je zwykle w mierze logarytmicznej

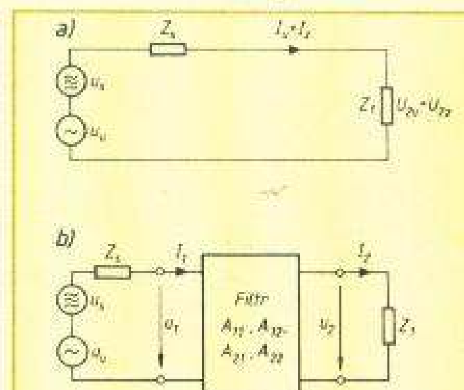
$$a_z\,[\mathrm{dB}] = 20 \log (U_{2Z}/U_2) \qquad (5)$$

Ten współczynnik tłumienia można dla dowolnego filtru wyrazić w postaci

$$a_z = 20 \log\, [Z_1 (Z_S + Z_1)A_{11} + 1/(Z_S + Z_1)A_{12} + + Z_S Z_1/(Z_S + Z_1)A_{21} + Z_S/(Z_S + Z_1)A_{22}] \qquad (6)$$

Parametry A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22} zależą od konkretnej konfiguracji układowej filtru [1].

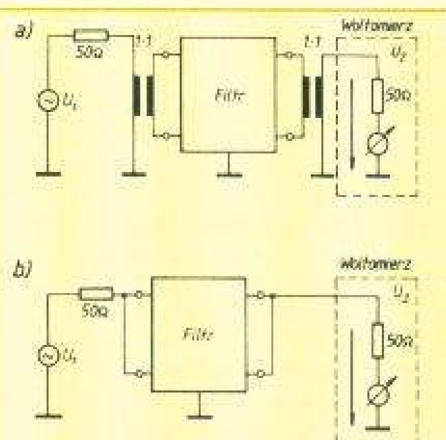
Filtry przeciwzakłóceniowe są konstruowane jako dolnoprzepustowe filtry odbiciowe. Oznacza to, że ich tłumienność jest maksymalna, gdy są one niedopasowane do impedancji źródła zakłóceń i odbiornika zakłóceń (obciążenia). Aby znaleźć liczbową wartość współczynnika tłumienia wg równania (6), należy oprócz parametrów filtru [A] znać także impedancje: źródła zakłóceń Zs i obciążenia Z1. Jeśli te impedancje są znane tylko w przybliżeniu, to w celu wyboru właściwego rozwiązania układowego filtru można posłużyć się rys. 2, gdzie pokazano sześć praktycznych sytuacji. W najprostszych przypadkach tzn. szeregowego elementu L impedancja zmienia się jak ωL, a równoległego C jak 1/ωC i tłumienie rośnie z częstotliwością w przybliżeniu 20 dB na dekadę (dwudziestokrotnie). Filtry o konfiguracji "L" z elementami LC lub CL są układowo niesymetryczne i wobec tego stosuje się je w przypadku znacznie różniących się impedancji Zs i Z1. Konfiguracje typu "T" z elementami LCL i typu "Π" z elementami CLC są użyteczne przy podobnych (odpowiednio małych lub dużych) wartościach impedancji Zs i Z1. Jako układy trójelementowe umożliwiają one uzyskanie powyżej częstotliwości granicznej tłumienia rzędu 60 dB na dekadę. Skoro tłumienie zakłóceń przez filtr zależy w dużej mierze od impedancji źródła sygnałów i odbiornika tych sygnałów (obciążenia), to powstaje pytanie jak można ocenić skuteczność tłumienia różnych filtrów niezależnie od konkretnego zastosowania, konstrukcji, producenta itp. Otóż wymaga to stworzenia przy pomiarach pewnych uzgodnionych, standardowych warunków, które umożliwiają porównanie właściwości filtrów. Zalecane przez Międzynarodowy Komitet CISPR układy do pomiaru współczynnika tłumienia, inaczej strat wtrącenia lub tłumienności wtrąceniowej (*insertion loss*) pokazano na rys. 3. Przyjmuje się, że obie impedancje są równe i wynoszą $Z_S = Z_1 = 50\ \Omega$ (czasem



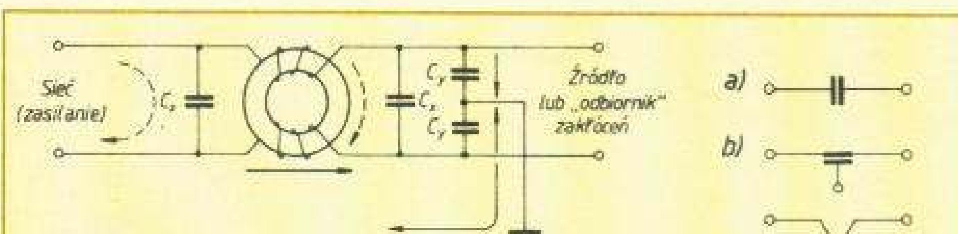
Rys. 1. Sposób instalacji i działania filtru w układzie elektrycznym
a – układ bez filtru, b – układ z filtrem

L.p.	Impedancja źródła Z_s	Zalecana konfiguracja filtru	Impedancja odbiornika Z_1
1	Mała		Mała
2	Duża		Duża
3	Mała		Duża
4	Duża		Mała
5	Mała nieznana		Mała nieznana
6	Duża nieznana		Duża nieznana

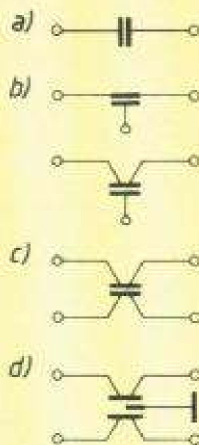
Rys. 2. Zalecane konfiguracje filtrów przeciwzakłóceniowych w zależności od impedancji źródła i odbiornika energii



Rys. 3. Schematy układów do pomiaru tłumienia przez filtr sygnałów
a – symetrycznych, b – niesymetrycznych



Rys. 4. Filtr z dławikiem skompensowanym prądowo (linia ciągła – prąd zakłóceń wspólnych, linia przerywana – prąd zakłóceń różnicowych)



Rys. 5. Rodzaje kondensatorów przeciwzakłóceniowych
a – dwukońcówkowy,
b – przepustowe z trzema końcówkami,
c – czterokońcówkowy do tłumienia zakłóceń symetrycznych,
d – wielokońcówkowy

pomiary prowadzi się też dla 150 i 600 Ω). Biorąc pod uwagę powyższe założenie i równanie (4) otrzymujemy $U_{2z} = 1/2\ U_S$, a zatem współczynnik tłumienia wynosi

$$a_z\ [dB] = 20 \log U_s/2U_2 \qquad (7)$$

Ogólnie biorąc, w układach lub w urządzeniach elektronicznych filtry umieszcza się w pobliżu źródła zakłóceń lub w pobliżu chronionego układu "odbiornika" zakłóceń.

Elementy filtrów przeciwzakłóceniowych

Elementy indukcyjne – cewki powietrzne lub nawinięte na magnetowodach (rdzeniach magnetycznych albo ferromagnetycznych), których impedancja przybiera duże wartości, a rezystancja dla prądu stałego jest niewielka, nazywa się dławikami (*chokes*). Dławiki z uzwojeniami nawiniętymi na rdzenie proste lub kołowe tłumią niepożądane sygnały w.cz., zarówno o charakterze wspólnym (synfazowe), jak i różnicowym (przeciwfazowe). Duże znaczenie mają symetryczne dławiki nawinięte na rdzenie toroidalne z kompensacją prądową (rys. 4). Dławik ten włącza się w obwód elektryczny, tak, że strumień magnetyczny wywołany przez prąd użyteczny jednej z cewek jest kompensowany przez przeciwny strumień od drugiej cewki. Można wtedy uzyskać dobre tłumienie zakłóceń o charakterze sygnałów wspólnych, nawet przy małych rozmiarach dławika. Dławiki w.cz. mogą mieć różną formę – od elementów walcowych z końcówkami osiowymi przez dyski lub pastylki po coraz częstsze elementy o kształcie prostopadłościanu (z naniesionymi elektrodami), dostosowane do montażu powierzchniowego.

Specjalną odmianę dławików stanowią elementy ferrytowe, wykonywane z proszkowych materiałów magnetycznych prasowanych w formie koralików (*beads*) oraz prętów, płytek i bloczków z otworami, co ułatwia ich instalowanie na przewodach, kablach i wyprowadzeniach aktywnych elementów elektronicznych. Tłumienie sygnałów w.cz. i b.w.cz. w elementach ferrytowych występuje nie tylko wskutek odbicia tych sygnałów lecz również wskutek zjawiska ich absorpcji (pochłaniania energii).

Kondensatory przeciwzakłóceniowe stosuje się do tłumienia zakłóceń przede wszystkim w liniach zasilania lub jako elementy odsprzęgające w różnych obwodach elektrycznych. W zależności od konstrukcji mogą to być elementy dwu- trzy- i czterozaciskowe (rys. 5). Do tłumienia zakłóceń niesymetrycznych stosuje się kondensatory o trzech końcówkach (zaciskach) tzw. przepustowe lub przelotowe, montowane na ściankach obudów urządzeń, chassis lub w otworach ekranów przeznaczonych do przejścia przewodów.

Ze względu na możliwość narażenia kondensatora na przepięcia, które mogłyby go uszkodzić i zagrozić bezpieczeństwu ludzi, wprowadzono w tej sprawie szczegółowe normy. Przede wszystkim kondensatory podzielono na dwie klasy – X i Y, w zależności od stawianych im wymagań. "Łagodniejszą" klasę X podzielono dalej na trzy podklasy: X1, X2 i X3, związane ze szczytowymi wartościami impulsów możliwych do wystąpienia podczas pracy układów. Kondensatory klasy Y mają ulepszoną izolację i większe napięcia przebicia oraz zwiększoną niezawodność (dzielą się też na podklasy – Y1 do Y4). Kondensatory X łączy się między przewodami linii przesyłowych, a kondensatory Y między poszczególnymi przewodami linii (fazowymi) a przewodem neutralnym (uziemieniem).

Od kondensatorów przeciwzakłóceniowych wymaga się, aby miały jak najmniejszą pasożytniczą (resztkową) indukcyjność, gdyż pogarsza ona skuteczność tłumienia zakłóceń i może powodować wystąpienie efektów rezonansowych na stosunkowo małych częstotliwościach.

Podobne wymagania i z podobnych przyczyn, ale dotyczące pojemności resztkowych, stawia się elementom indukcyjnym. ■

Jerzy F. Kołodziejski

LITERATURA

[1] Habiger E.: Elektromagnetische Verträglichkeit. Hüthig Verlag Heidelberg 1996
[2] Kołodziejski J.: Korekcja współczynnika mocy i ograniczanie zakłóceń wytwarzanych w układach z obciążeniem nieliniowym. Elektronika nr 5/1994, 16-22
[3] Praca zbiorowa: Zakłócenia w aparaturze elektronicznej. Radioelektronik Sp. z o.o. Warszawa 1995
[4] Siemens Matsushita Components. EMC Components. Data Book 1996



HURTOWNIA CZĘŚCI ELEKTRONICZNYCH
e-mail: slawmir@slawmir.com.pl
Informacje – www.slawmir.com.pl
Biuro handlowe tel. (022) 44 44 22
fax (022) 44 09 92
02-585 Warszawa, Al. Niepodległości 84,
Magazyn nr 1 – sprzedaż hurtowa i wysyłkowa
tel./fax (022) 651 33 44, 00-732 Warszawa,
ul. Czerska 15
Magazyn nr 2 – rezystory, elementy SMD,
tel. (022) 44 44 43 fax (022) 48 44 95,
02-620 W-wa, ul. Puławska 132
Sklep nr 3 40-032 Katowice ul. Dąbrowskiego 3
tel. (032) 51 24 25
PEŁNE OFERTY NA ZYCZENIE.
KOMPLEKSOWE ZAOPATRZENIE FIRM.
RO/101/96

Kompilatory C	DCF77 GPS
Firmy HI-TECH	
8051, 8051XA	Odbiorniki
8086, 80186, 80188, 80286	DCF77
6805 and 68HC05	Sieci zegarów
6801, 68HC11 and 6301	Zegary do
Z80, Z180, 64180	synchronizacji
6809 and 6309	systemów
68000 family, inc. CPU-32	komputerowych
H8/300	atomowym
PIC12/14/16/17Cxx	wzorcem czasu
DEMO www.hitech.com.au	DCF77 i z GPS

AMART Logic
04-963 Warszawa 90
ul. Derkaczy 77
tel./fax (022) 612 69 14,
872 46 44
info@amart.com.pl
www.amart.com.pl

UNIWERSALNE PŁYTKI DRUKOWANE
60 różnych typów i rozmiarów
WYSYŁKOWA SPRZEDAŻ DETALICZNA CZĘŚCI ELEKTRONICZNYCH
Zasilacze, moduły, kity i zestawy
Projekty komputerowe i wykonanie płytek drukowanych
Dla sklepów wysyłamy firmową siatkę z zawieszkami.
Katalog - bezpłatnie



Zakład Elektroniki "CYFRONIKA"
30-385 Kraków, ul. Sąsiedzka 43
tel. 266-54-99 tel./fax 267-29-60
e-mail: cyfronika@cybernet.krakow.pl
http: //www.cybernet.krakow.pl/cyfronika

SCHEMATY I INSTRUKCJE SERWISOWE
TV VIDEO HIFI itp.
PEŁNY WYKAZ (ok.35.000) SCHEMATÓW PO NADESŁANIU ZNACZKÓW ZA 8,5 zł
TRAFA W/N PILOTY I INNE CZĘŚCI Z OFERTY FIRMY
KÖNIG ELECTRONIC



74-320 BARLINEK
ul. CHOPINA 11a
tel./fax (095) 7461-974,
7462-696, 7463-977

Diody TVS i TSS ze względu na bardzo dużą szybkość działania, dobre ograniczanie napięcia i dość dużą dopuszczalną energię impulsu świetnie nadają się do ochrony urządzeń elektronicznych.

Półprzewodnikowe ograniczniki przepięć elektrycznych

Większość urządzeń elektronicznych jest połączonych ze "światem zewnętrznym" przewodami. Niezależnie od tego czy są to przewody zasilające, czy przenoszące dane, narażone są one na niszczące działanie, okresowo występujących w nich impulsów przepięć elektrycznych. Impulsy te mogą występować powtarzalnie lub w sposób przypadkowy.

Źródłem powtarzalnych impulsów przepięć najczęściej jest włączanie i / lub wyłączanie obwodów z obciążeniem indukcyjnym (pierwotne uzwojenia transformatorów, przekaźniki, silniki itp.). Wartość powstającego w tych uzwojeniach (rys.1) napięcia samoindukcji jest zależna od szybkości zmian strumienia magnetycznego. Nawet przy niewielkich wartościach napięcia zasilającego i prądu w stanie ustalonym, przepięcia mogą osiągnąć nawet kilka kilowoltów, a takie są groźne nie tylko dla urządzenia – ich źródła, ale i dla sąsiednich urządzeń.

Znacznie trudniejsze do pomiarów i oceny potencjalnego zagrożenia są przepięcia występujące w sposób przypadkowy. Źródłem ich są głównie wyładowania atmosferyczne, zarówno objawiające się jako uderzenia pioruna w przewody zasilające lub przenoszące dane, jak i występujące między chmurami i wywołujące przepięcia w liniach napowietrznych i kablach podziemnych w wyniku sprzężenia elektromagnetycznego. Tą samą drogą może również nastąpić przeniesienie przepięcia z jednej linii przesyłowej na drugą.

Kolejnym źródłem niebezpiecznych wyładowań elektrycznych są ładunki elektrostatyczne (ESD) powstające wskutek tarcia o siebie dwóch różnych materiałów, a następnie ich rozdzielenia. O takie przeskoki iskrowe jest szczególnie łatwo teraz, w dobie powszechnego stosowania włókien syntetycznych i tworzyw sztucznych o doskonałych właściwościach izolacyjnych.

Zagrożenia niesione przez przepięcia elektryczne są mniejsze, a zapobieganie ich negatywnym skutkom jest nieco łatwiejsze. Przepięcia trwają krótko (chociaż przy jednocześnie ich wysokiej amplitudzie), dzięki czemu przenoszona przez nie energia nie jest zbyt duża. Natomiast bardzo duża szybkość ich narastania powoduje, że mają one szerokie widmo częstotliwości.

Typowa instalacja elektryczna lub elektroniczna jest narażona na różne sygnały zakłócające pochodzące z różnych źródeł, mające specyficzny kształt przebiegu i reprezentujące różny poziom zagrożenia urządzenia. Skutki te mogą przejawiać się "tylko" jako zakłócenie, ale również np. jako całkowite uszkodzenie elementów półprzewodnikowych. Ponieważ uszkodzenia takie mogą pociągać za sobą bardzo wysokie koszty związane z ich lokalizacją i usuwaniem, utratą danych lub dezorganizacją pracy, opłaca się instalować elementy zabezpieczające przed skutkami występowania przepięć.

Rodzaje elementów zabezpieczających

Ze względu na duże szybkości narastania i krótkie czasy trwania sygnałów zakłócających, widmo częstotliwości impulsu przepięcia leży zwykle znacznie powyżej zakresu częstotliwości roboczych chronionych linii. Wynika z tego możliwość stosowania filtrów, których najprostszą postacią są kondensatory włączane między przewody linii lub między każdy z przewodów linii a "masę" i tworzące wraz z indukcyjnością i rezystancją linii filtry dolnoprzepustowe.

Dużą grupę stanowią elementy aktywnie ograniczające wzrost napięcia na chronionym obwodzie i pochłaniające energię przepięcia. Do tej grupy należą:

- odgromniki gazowane, iskrowniki,
- warystory (rezystory nieliniowe) z węgliku krzemu i warystory z tlenków metali,
- ograniczniki napięcia wykonywane jako krzemowe elementy półprzewodnikowe.

Odgromniki gazowane i iskrowniki działają na zasadzie wyładowania elektrycznego, występującego po przekroczeniu określonego napięcia między dwiema elektrodami, w atmosferze powietrza lub specjalnie dobranego gazu. Ich parametry elektryczne zależne są od materiału powierzchni elektrod, ich pola powierzchni i masy, wzajemnej odległości, a dla odgromników hermetycznych również od ciśnienia i składu napełniającego je gazu.

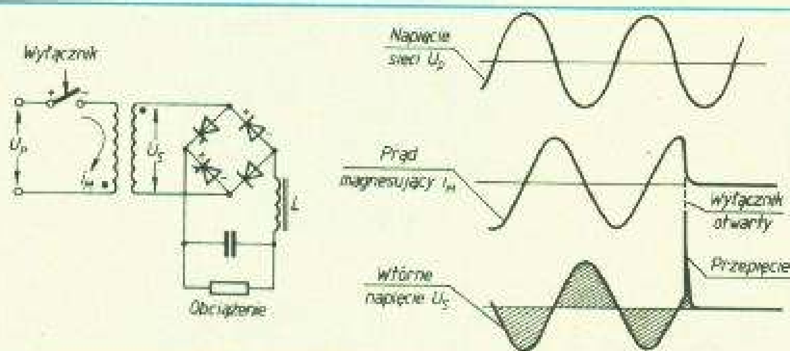
Do zalet odgromników gazowanych zalicza się ich małą pojemność elektryczną, duże prądy wyładowań (mierzone w kiloamperach) i dużą obciążalność. Wadą natomiast jest dość wysokie napięcia przebicia (w zakresie 75÷16 000 V). Z tych względów mogą być one stosowane jedynie do zabezpieczania linii energetycznych i telekomunikacyjnych.

Warystory (nieliniowe rezystory) z węgliku krzemu i warystory z tlenków metali wykonywane są ze spieków związków chemicznych o strukturze polikrystalicznej, o właściwościach półprzewodzących. Ich charakterystyki napięciowo–prądowe przypominają charakterystyki dwóch stabilistorów połączonych szeregowo–wstecznie, przy napięciach roboczych (ograniczania) w zakresie 10÷1000 V. Szczytowy prąd przewodzenia może osiągać w impulsie 25 kA, a pochłonięta energia udaru może, dla dużych elementów, wynosić nawet 600 Ws.

Wśród ograniczników napięcia wykonywanych jako krzemowe elementy półprzewodnikowe wyróżnia się:

- diody TVS (*Transient Voltage Suppression Diode*).
- diody TSS (*Thyristor Surge Suppressor*).

Oba typy elementów są pod wieloma względami najlepsze do zabezpieczania bezpośrednio urządzeń elektronicznych, a nawet poszczególnych podzespołów i z tego względu będą przedstawione szerzej.



Rys. 1. Zakłócenia powstające przy wyłączaniu elementów indukcyjnych

Diody TVS

Diody TVS są krzemowymi stabilistorami (diodami Zenera), które dzięki odpowiedniej konstrukcji przystosowano do znoszenia bez uszkodzenia wielokrotnych przepływów wysokich prądów w zakresie przebicia lawinowego. Ich napięcie przebicia jest tak dobierane dla danego układu roboczego, by w nominalnych warunkach płynął przez nie jedynie mały prąd wsteczny spoczynkowy (co najwyżej na poziomie pojedynczych mikroamperów).

Ze względu na wykorzystywanie zjawiska

przebicia lawinowego są to elementy o szybkości działania rzędu pojedynczych nanosekund (teoretycznie nawet 10^{-12} s w przypadku diod jednokierunkowych i $5 \cdot 10^{-9}$ s dla diod dwukierunkowych). Z tego względu świetnie nadają się do zabezpieczania elementów i układów scalonych MOS jak i elementów bipolarnych.

Do zabezpieczania obwodów z występującą składową zmienną napięcia są wykonywane diody TVS dwukierunkowe, będące szeregowo-wstecznym połączeniem dwóch diod. Mogą to być dwie struktury w jednej obudowie o bardzo zbliżonych napięciach U_Z lub jedna struktura o odpowiedniej konstrukcji. Podstawowymi parametrami elektrycznymi diod TVS (rys. 2) są:

- prąd wsteczny spoczynkowy,
- napięcie przebicia,
- maksymalne napięcie ograniczania,
- maksymalna wartość impulsu prądu przeciążeniowego,
- maksymalna moc rozpraszana w impulsie,
- pojemność diody.

Prąd wsteczny spoczynkowy I_R jest mierzony przy określonym napięciu U_Z, wynoszącym zwykle 95÷98% minimalnej wartości napięcia przebicia U_Z danej grupy katalogowej diod. Napięcie U_Z jest również maksymalnym napięciem pracy (stałym lub impulsowym) zabezpieczanego obwodu w roboczym zakresie temperatur.

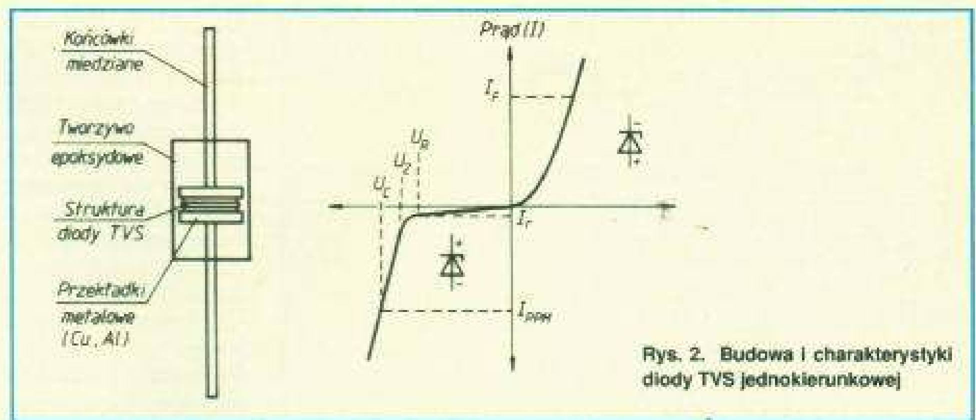
Napięcie przebicia U_Z jest mierzone przy określonym prądzie I_Z (zwykle 1 mA lub 10 mA, zależnie od napięcia katalogowego). Informuje ono również o wartości napięcia w obwodzie, przy której dioda zaczyna spełniać funkcję ogranicznika. Dla seryjnie produkowanych diod napięcie to zawiera się w granicach 6÷440 V.

Maksymalne napięcie ograniczania U_{cmax} jest mierzone przy maksymalnej wartości impulsu prądu przeciążeniowego I_{PPM} (czas trwania impulsu 1 ms). O jakości diod dobrze świadczy, gdy tzw. współczynnik ograniczania CF= U_{cmax}/U_Z jest mały.

Maksymalna wartość impulsu prądu przeciążeniowego I_{PPM} wynika z maksymalnej mocy rozpraszanej w impulsie P_{PPM} oraz dopuszczalnej wartości napięcia ograniczania U_{cmax} (wynika z tego pewna wada diod TVS – im większa wartość napięcia przebicia diody U_c, tym mniejsza wartość I_{PPM} dla danej konstrukcji diody).

Maksymalna moc rozpraszana w impulsie P_{PPM} zależy nie tylko od konstrukcji diody, ale w bardzo dużym stopniu od czasu trwania impulsu przeciążeniowego i jego kształtu, jak to przedstawiono na rys. 3. Katalogowa moc (w tym przypadku 500 W) dotyczy impulsu o czasie trwania 1 ms, eksponencjalnie zanikającego.

Pojemność diody jest mierzona bez polaryzacji stałoprądowej. Jest ona zależna zarówno od konstrukcji, jak i od napięcia przebicia U_Z, osiąga dla diod niskonapięciowych dość znaczne wartości (nawet ~10 nF dla diod o mocy 5 kW i napięciu U_Z równym 10 V). Może to ograniczyć stosowanie tych diod w ochronie linii, przez które są przesyłane sygnały o wielkich częstotliwościach. W celu ograniczenia tej wady, opracowano diody będące szeregowym połączeniem diody prostowniczej, o konstrukcyjnie osiągniętej bardzo małej pojemności, z diodą TVS, montowane w jednej obudowie. Tak wykonana dioda ma małą pojemność będącą wynikiem szeregowego połączenia obu diod.



Rys. 2. Budowa i charakterystyki diody TVS jednokierunkowej

Duży wybór diod oferowanych przez różnych producentów i szeroki zakres napięć ograniczania, z niewielkim ich rozrzutem w partii (5 lub 10%), jest poszerzony możliwością szeregowego łączenia (należy łączyć diody tego samego typu i o tym samym napięciu U_Z). Dostępność diod o napięciu U_Z = 6 V umożliwia ich stosowanie w obwodach o nominalnym napięciu zasilania 5 V.

Wysoki stopień ograniczania przepięcia przy stosunkowo niskim koszcie diody, a także możliwość stosowania do ograniczania cyklicznie powtarzającego się przebiegu lub ograniczania przepięć niepowtarzalnych, spowodowały w ostatnich latach gwałtowny rozwój produkcji i zastosowań tych elementów. Są one dostępne zarówno w wykonaniach do montażu powierzchniowego, jak i tradycyjnego, jako elementy pojedyncze lub zwielokrotnione, np. w obudowach plastykowych dwurzędowych (DIP), o mocach w impulsie 400÷600 W; 1,5 kW i 5 kW oraz jako moduły o mocach do 90 kW. Producentami są zarówno uznane "kolosy" jak Motorola, ST, GI, jak i mniejsze firmy, których podstawowym produktem są elementy zabezpieczające (FCI, WPI, Protek Devices, Semicron).

Diody TSS

Diody TSS, dostępne pod różnymi nazwami handlowymi: Trysil, Sidactor, Sidac, TransTector, stanowią modyfikację tyrystora. Na charakterystyce napięciowo-prądowej takiej czterowarstwowej struktury półprzewodnikowej wyróżnia się cztery obszary: obszar blokowania, obszar przebicia, obszar ujemnej rezystancji i obszar przewodzenia. Przejście od stanu blokowania do stanu przewodzenia może być zapoczątkowane między innymi wzrostem napięcia katoda–anoda powyżej wartości granicznej i właśnie to zjawisko (niepożądane w standardowej strukturze tyrystora czy triaka) jest wykorzystywane w dwuelektrodowych elementach TSS przeznaczonych do pracy jako ograniczniki przepięć. Elementy te wykonywane są jako dwukierunkowe, a więc charakterystyka przełączająca występuje dla obydwu polaryzacji końcówek diody.

Seryjnie produkowane diody TSS dzieli się na dwie podgrupy, różniące się charakterystyką prądowo-napięciową:

- z dodatnią rezystancją w obszarze przebicia,
- z ujemną rezystancją w obszarze przebicia.

Na charakterystykach diod TSS wyróżnia się punkty charakterystyczne, określające wartości parametrów istotne dla zastosowań elementów:

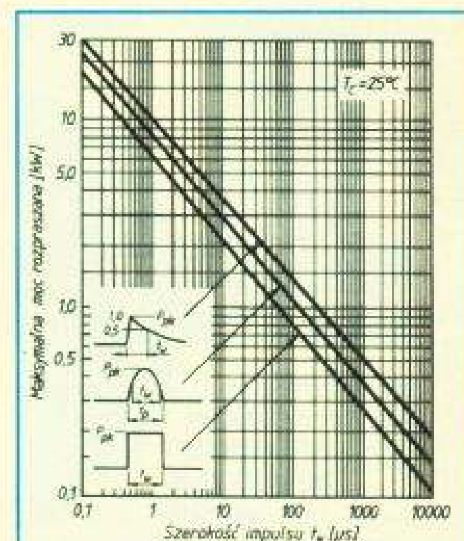
- powtarzalne szczytowe napięcie blokowania,
- napięcie przełączenia,
- powtarzalny szczytowy prąd w impulsie,
- maksymalne napięcie w stanie przewodzenia,
- prąd podtrzymania,
- pojemność.

Powtarzalne szczytowe napięcie blokowania U_{DRM} jest maksymalną wartością cyklicznie doprowadzanego napięcia, przy którym dioda pozostaje w stanie blokowania (dla elementów obecnie produkowanych zawiera się ono w zakresie 50÷240 V).

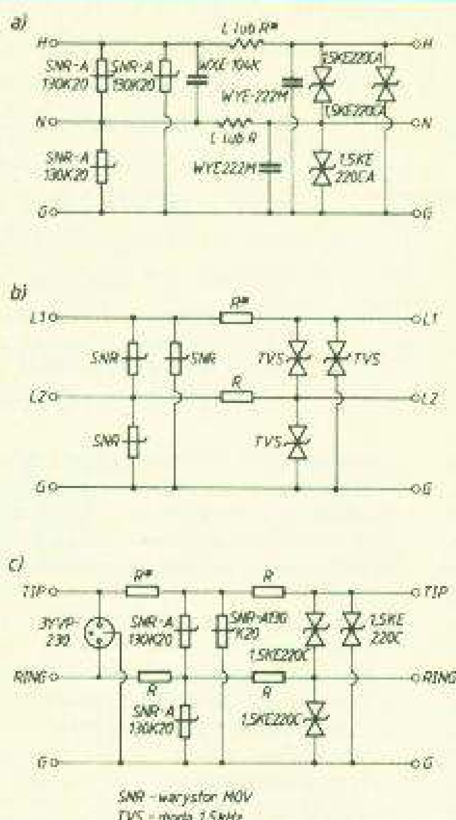
Napięcie przełączenia U_{BO} jest maksymalną wartością napięcia, występującego na elemencie przechodzącym przez obszar przełączenia (napięcie to odpowiednio do podgrupy segregacyjnej U_{DRM} wynosi 60÷360 V).

Powtarzalny szczytowy prąd w impulsie I_{PPM} osiąga w typowych elementach wartości 50÷200 A dla dziesięciu impulsów o czasie trwania 1 ms każdy.

Maksymalne napięcie w stanie przewodzenia



Rys. 3. Zależność dopuszczalnej mocy impulsu od jego szerokości dla serii diod o mocy 500 W



Rys. 4. Przykłady zastosowań diod zabezpieczających
a – zabezpieczenie sieci energetycznej, b – zabezpieczenie w liniach przekazywania danych, c – zabezpieczenia w obwodach telekomunikacyjnych

U_{TM} jest to napięcie występujące na elemencie przy przepływie określonego prądu (zwykle 1 A lub 2 A) w stanie przewodzenia (napięcie to w zasadzie jest jednakowe dla wszystkich napięć blokowania danego typu diody i zwykle wynosi 1,5÷3 V).

Prąd podtrzymania I_H jest minimalną wartością prądu, przy którym dioda pozostaje w stanie przewodzenia (przez odpowiedni dobór elementów współpracujących z diodą można zapewnić automatyczny powrót diody do stanu blokowania po zaniku przepięcia).

Pojemność tych diod – C_0 mierzy się w stanie blokowania, przy określonej polaryzacji stałoprądowej. Pojemność zwykle zawiera się w zakresie 50÷150 pF, co również korzystnie odróżnia diody TSS od diod TVS i ma znaczenie przy niektórych zastosowaniach, np. w telekomunikacji.

Ponieważ w diodach TSS, podobnie jak w TVS, początek ograniczania napięcia jest związany ze zjawiskiem przebicia lawinowego w półprzewodnikach, to szybkość reakcji tych elementów jest na tym samym poziomie co diod TVS, tzn. ok. 1 ns. Jednocześnie jest to o trzy rzędy wielkości mniej niż np. w odgromnikach gazowanych (~1000 ns).

Diody TTS są produkowane w różnych obudowach, w tym w obudowach do montażu powierzchniowego i tradycyjnego, w obudowach osiowych i plastykowych obudowach elementów dużej mocy typu TO–220. Firma Teccor produkuje zestawy dwóch lub trzech struktur połączonych ze sobą, w jednej obudowie TO–220 ułatwiające budowę zrównoważonych układów tłumiących przepięcia.

Z tego krótkiego omówienia elementów ograniczających przepięcia wynika, że diody TVS i diody TSS – ze względu na małe i średnie napięcia ograniczania, bardzo dużą szybkość działania, dobre ograniczanie napięcia i wartość średniej energii dopuszczalnego impulsu – świetnie nadają się do ochrony urządzeń, a także poszczególnych obwodów (rys. 4). Odgromniki gazowane i warystory natomiast, dzięki wysokim napięciom przebicia oraz dużym dopuszczalnym energiom udarów, stosowane są częściej do zabezpieczania linii zasilających. ■

Jan Marzec

RADIOELEKTRONIK

DOŚWIADCZONY WYDAWCA W DZIEDZINIE ELEKTRONIKI

re

Radioelektronik Sp z o.o.
ul. Filtrowa 77 lok.51
02-032 Warszawa.
Tel./fax 659 78 46,
tel. 0-601621824

OFERUJEMY USŁUGI W ZAKRESIE
opracowywania, tłumaczenia, druku prospektów, katalogów, instrukcji obsługi oraz innych wydawnictw fachowych.

DO DYSPOZYCJI KLIENTÓW ODDAJEMY
grono wybitnych autorów, tłumaczy, redaktorów i fachowców z branży elektronicznej,

a także nowoczesną, komputerową przygotowalnię współpracującą z renomowanymi drukarniami

GWARANTUJEMY KRÓTKIE TERMINY REALIZACJI ZLECEŃ ORAZ NISKIE CENY!

NASZE REFERENCJE

Miesięcznik *"Radioelektronik Audio HiFi Video"*. Najbardziej poczytne czasopismo wśród innych o podobnej tematyce.

Książki
HiFi w samochodzie, wydana przy współpracy z niemiecką firmą Franzis Verlag,
Technika audio, wydana na zlecenie firmy Philips Polska,
Zakłócenia w aparaturze elektronicznej. Praca zbiorowa, sponsorowana przez Komitet Badań Naukowych.

ZAPRASZAMY DO WSPÓŁPRACY

LTC1094 – 10-bitowy przetwornik a/c z interfejsem szeregowym

Producent: Linear Technology
Zastosowania
- systemy akwizycji danych
- układy sterowania i automatyki

Podstawowe cechy
- Rozdzielczość: 10 bitów
- Liczba kanałów wejściowych: 8
- Wbudowany układ próbkująco-pamiętający (*Sample & Hold*)
- Programowane tryby pracy: unipolarny/bipolarny standardowy/różnicowy
- Szeregowy interfejs transmisji danych
- Napięcie zasilania: +5 V, +10 V lub ±5 V
- Prąd zasilania: maks. 2,5 mA (typ. 1 mA)

Opis układu

Układ scalony LTC1094 stanowi kompletny system akwizycji danych (rys. 1), zawierający:
- 10-bitowy przetwornik a/c wykorzystujący technikę kolejnych aproksymacji (przybliżeń)
- 8-kanałowy multiplekser analogowy,
- układ próbkująco-pamiętający,
- szeregowy interfejs synchronicznej transmisji danych, pracujący w trybie half/full *duplex*,
- układ sterujący poszczególnymi podsystemami.

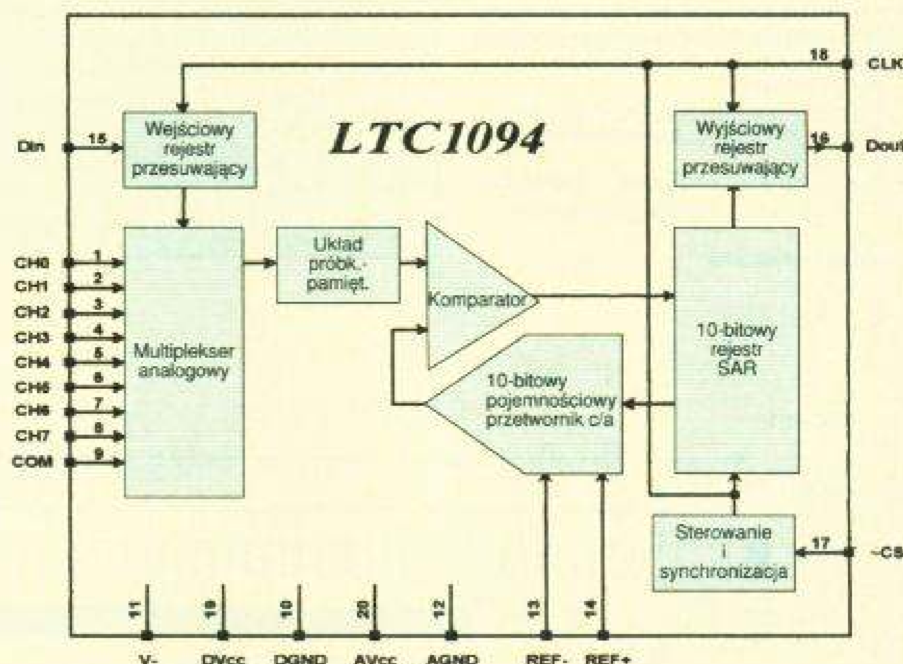
Protokół komunikacyjny wbudowanego w układ interfejsu jest zgodny ze specyfikacją SPI (*Synchronous Peripheral Interface*), co umożliwia bezpośrednią wymianę danych z wielomami popularnymi mikrosterownikami. Maksymalna częstotliwość taktowania magistrali wynosi 500 kHz. Łącze transmisyjne składa się z czterech linii przenoszących sygnały napięciowe w logice dodatniej TTL:
- Din (*data input*) – szeregowe wejście danych,
- Dout (*data output*) – szeregowe wyjście danych,
- CLK (*clock*) – częstotliwość synchronizująca,
- ~CS (*chip select*) – aktywacja układu przetwornika a/c i interfejsu SPI.

Przy współpracy z mikrosterownikami umożliwiającymi dynamiczną rekonfigurację we/wy można ograniczyć wymaganą liczbę linii do trzech, łącząc Din i Dout w jeden sygnał DATA i przechodząc w tryb *full duplex*. Wykres czasowy transferu danych na szeregowej magistrali synchronicznej układu przedstawiono na rys. 2. Przesyłanie danych inicjuje opadające zbocze sygnału ~CS, po którym przetwornik oczekuje na pojawienie się bitu startu (wysoki stan logiczny na linii Din przez okres jednego taktu zegara). Po jego odebraniu przez wejście DIN, do układu jest wprowadzane szeregowo 6-bitowe słowo sterujące. Piąty bit (UNI) tego słowa rozpoczyna operację pobrania próbki analogowego sygnału wejściowego, która trwa przez 1,5 cyklu zegarowego CLK (t_{SMPL}). Wraz z zakończeniem wpisywania ostatniego bitu słowa sterującego linia wyjściowa Dout przechodzi (na okres jednego taktu zegara) ze stanu wysokiej impedancji Hi-Z do niskiego poziomu logicznego, sygnalizując start konwersji a/c metodą kolejnych aproksymacji. Proces ten trwa 10 cykli przebiegu zegarowego CLK (t_{CONV}), w czasie których na linię wyjściową Dout wystawiane są kolejne bity wyniku, poczynając od najstarszego bitu D9. W zależności od wartości logicznej bitu MSBF słowa sterującego, natychmiast po zakończeniu wyprowadzania rezultatu konwersji a/c może on być powtórnie przesłany, lecz w odwrotnej kolejności – począwszy od najmłodszego bitu D0. W trybie MSBF = 1 wystawienie najmniej znaczącego bitu wyniku D0 kończy transfer danych. W obu przypadkach linia Dout po wysłaniu ostatniego bitu przewidzianego w danym trybie transmisji utrzymuje niski poziom logiczny -Lo-, aż do pojawienia się narastającego zbocza sygnału ~CS. Zbocze to powoduje natychmiastowe przejście linii Dout w stan wysokiej impedancji oraz restart układu i przygotowanie go do wykonania następnego cyklu konwersji a/c. Między kolejnymi operacjami przesyłania danych sygnał ~CS musi pozostawać w wysokim stanie logicznym przez przynajmniej 2 µs. Stąd minimalny całkowity czas transferu danych (dla MSBF = 1) t_{CYC} wynosi 18 taktów przebiegu zegarowego CLK + 2 µs.

Odstęp czasowy między opadającym zboczem sygnału ~CS (przygotowującym transmisję danych) a pojawieniem się bitu startu (rozpoczynającym transfer) może być dowolnie długi, podobnie jak i odcinek czasu między wysłaniem ostatniego bitu wyniku w danym trybie transmisji a pojawieniem się narastającego zbocza sygnału ~CS (kończącego transfer danych). Zaciemnione fragmenty na wykresie czasowym sygnałów CLK, Din i Dout wskazują miejsca, w których poziom logiczny jest nieistotny dla działania układu

Tablica 1. **Znaczenie czterech pierwszych bitów słowa sterującego**

Bity słowa sterującego				Tryb pomiaru								
SGL/ ~DIFF	ODD/ SIGN	SEL1	SEL0	CH0	CH1	CH2	CH3	CH4	CH5	CH6	CH7	COM
0	0	0	0	+	–							
0	0	0	1			+	–					
0	0	1	0					+	–			
0	0	1	1							+	–	
0	1	0	0	–	+							
0	1	0	1			–	+					
0	1	1	0					–	+			
0	1	1	1							–	+	
1	0	0	0	+								–
1	0	0	1			+						–
1	0	1	0					+				–
1	0	1	1							+		–
1	1	0	0		+							–
1	1	0	1				+					–
1	1	1	0						+			–
1	1	1	1								+	–



Rys. 1. Schemat funkcjonalny przetwornika

LTC1094. Zarówno podczas operacji nadawania, jak i odbierania informacji, przesyłane dane są synchronizowane opadającym zboczem przebiegu zegarowego CLK, a każdy przesyłany bit jest próbkowany na narastającym zboczu tego sygnału.

W tablicy 1 przedstawiono znaczenie pierwszych czterech bitów słowa sterującego tego układu. Bit SGL/~DIFF służy do wyboru trybu pracy przetwornika. Dla SGL/~DIFF = 1 układ dokonuje pomiaru napięć w kanałach CH0÷CH7 w odniesieniu do potencjału odniesienia COM (polaryzację wejść pomiarowych określają znaki "+" i "−" w odpowiednich komórkach tablicy). Jeżeli natomiast SGL/~DIFF = 0 wynikiem konwersji a/c jest różnica napięć (o określonej polaryzacji), występująca między wybranymi kanałami pomiarowymi (pomiar różnicowy). Bity ODD/SIGN, SEL1 i SEL0 tworzą adres dla multipleksera analogowego na wejściu układu próbkująco-pamiętającego służący do selekcji kanałów pomiarowych. Piąty bit słowa sterującego UNI określa unipolarny bądź bipolarny tryb konwersji. Dla UNI = 1 układ dokonuje konwersji a/c napięć wejściowych w zakresie 0÷+V_{REF}, a wynik daje w postaci naturalnego kodu binarnego. Dla UNI = 0 zakres pomiarowy jest równy −V_{REF}÷+V_{REF}, a rezultat przetwarzania a/c wyprowadzany jest w kodzie uzupełnień do 2. Ostatni, szósty bit MSBF określa sposób wyprowadzania danych na magistralę szeregową.

Parametry charakterystyczne układu przedstawiono w tablicy 2, a opis wyprowadzeń – w tablicy 3.

Opracowano na podstawie "1990 Linear Databook", Linear Technology Corporation.

Jarosław Patrzałek

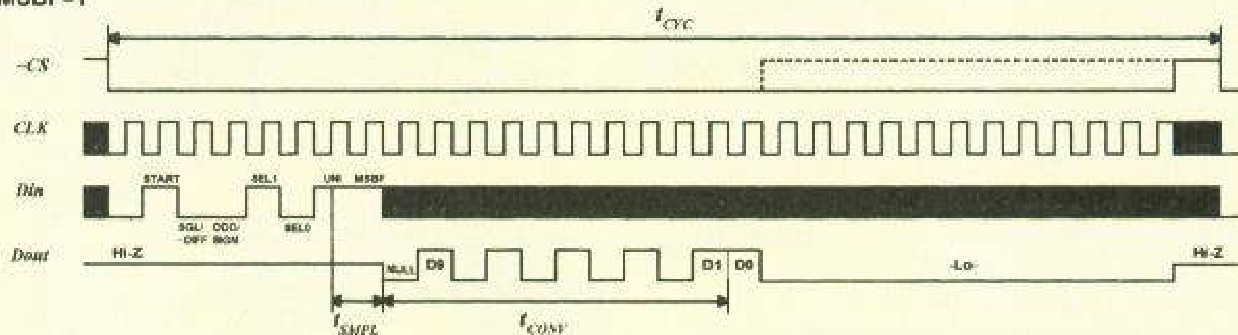
Tablica 2. **Parametry charakterystyczne**

Parametr	Warunki	Wartość	Jednostka
Dodatnie napięcie zasilania		4,5÷10	V
Ujemne napięcie zasilania	Vcc = 5 V	−5,5÷0	V
Częstotliwość taktująca	Vcc = 5 V	10÷500	kHz
Całkowity czas konwersji a/c i transmisji danych		16 taktów CLK + 2 µs	
Zakres napięć wejściowych i napięcia odniesienia		(V−) − 0,05 V÷Vcc + 0,05 V	
Dodatni prąd zasilania	~CS = H	1,0÷2,5	mA
Ujemny prąd zasilania	~CS = H, V− = −5 V	1÷50	µA

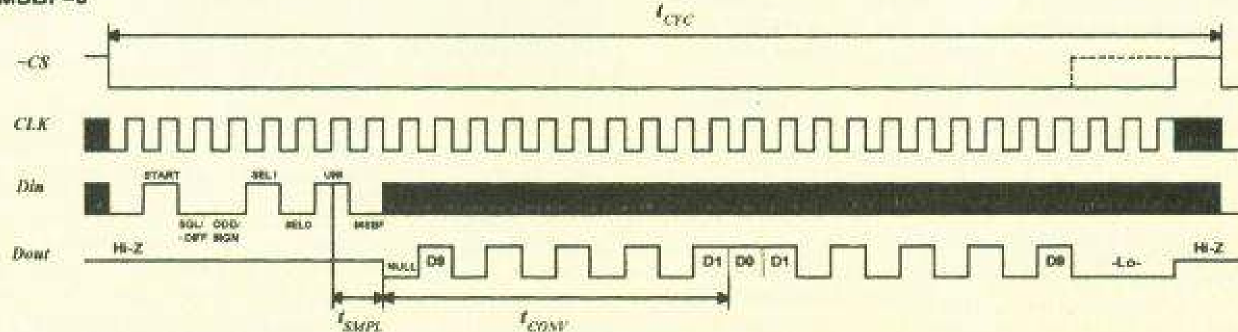
Tablica 3. **Opis wyprowadzeń**

Numer końcówki	Nazwa	Funkcja
1÷8	CH0÷CH7	Wejścia analogowe
9	COM	Przewód wspólny dla wejść analogowych w trybie standardowym (zwykle połączony z masą analogową układu)
10	DGND	Masa cyfrowa układu
11	V−	Ujemne napięcie zasilania (przy pojedynczym napięciu zasilania połączone z masą układu)
12	AGND	Masa analogowa
13, 14	REF+, REF−	Wejście napięcia odniesienia
15	Din	Wejście danych cyfrowych (słowa sterującego)
16	Dout	Wyjście danych cyfrowych (wyniku konwersji a/c)
17	~CS	Wejście uaktywniające układ
18	CLK	Wejście częstotliwości taktującej magistralę SPI
19, 20	AVcc, DVcc	Dodatnie napięcie zasilania

MSBF=1



MSBF=0



Rys. 2. Wykres czasowy przesyłania danych przez szeregową magistralę synchroniczną przetwornika

Przedstawiono przebieg i wyniki projektowania systemu rozproszonej akwizycji danych z wykorzystaniem szeregowej magistrali synchronicznej.

System akwizycji danych przez szeregową magistralę synchroniczną (1)

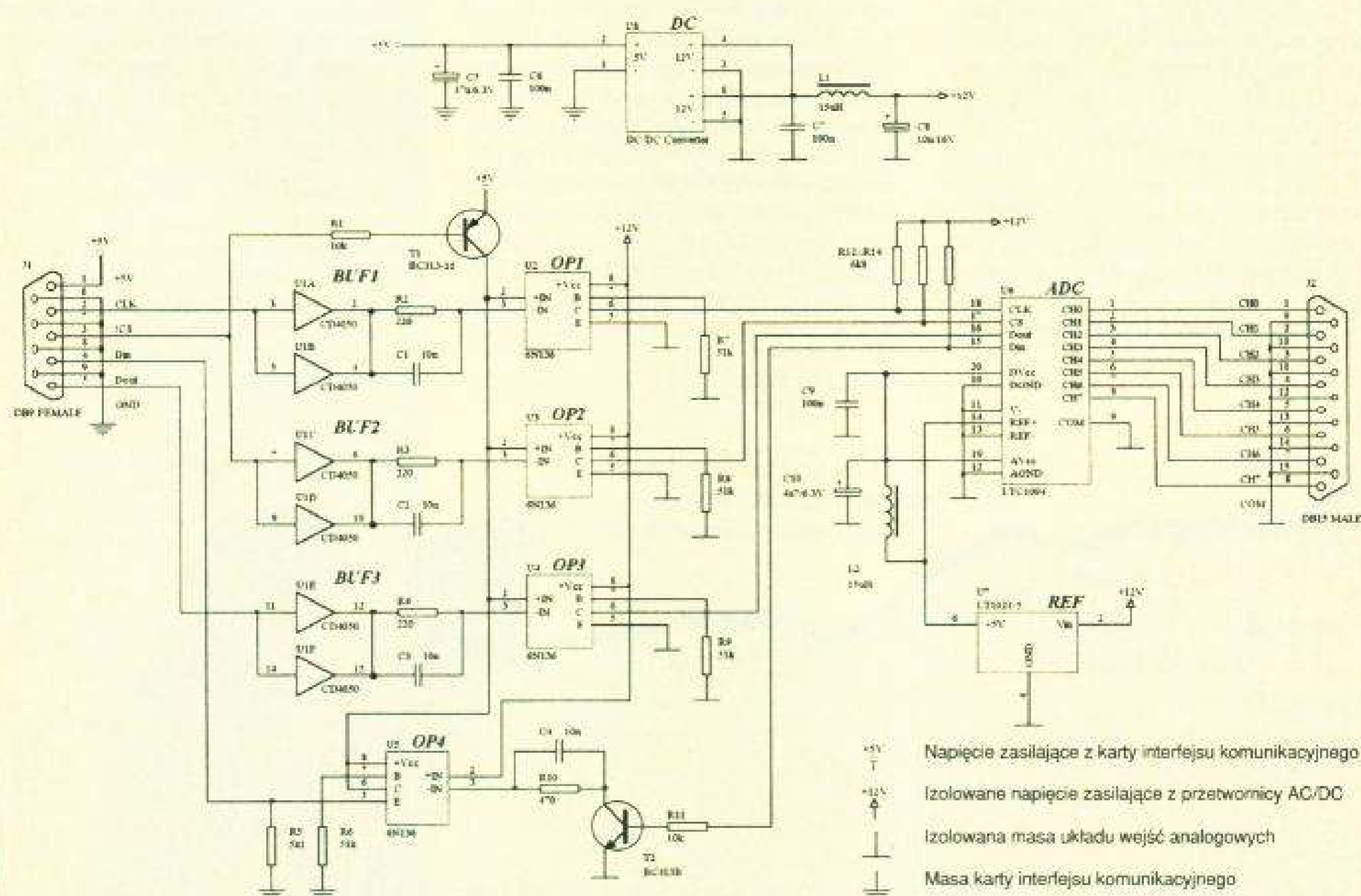
Często, szczególnie w warunkach przemysłowych trzeba zbierać dane z wielu punktów pomiarowych rozrzuconych na rozległym obszarze i centralnie je przetwarzać. Przesyłanie informacji w postaci analogowej może być źródłem błędów i zakłóceń, a stosowanie kabli o podwyższonej jakości, linii 4-przewodowych, skrętek, ekranowania itp. wiąże się ze wzrostem kosztów budowy systemu. Jednym z lepszych rozwiązań jest użycie przetworników a/c w miejscu pomiaru i transmisja danych w postaci cyfrowej do oddalonego urządzenia kontrolno-sterującego (komputera PC, sterownika PLC itp.). Kierując się tą zasadą opracowano system rozproszonej akwizycji danych służący do nadzoru stanu naładowania baterii akumulatorów ołowiowych. System ze względu na swe przeznaczenie wymagał przyjęcia m.in. następujących założeń:

- pomiar napięcia wejściowego w zakresie 0÷+5 V przez szesnaście 8-kanałowych układów wejść analogowych (16 x 8 = 128 kanałów wejściowych) z dokładnością nie gorszą niż 0,5%,
- czas akwizycji danych ze wszystkich kanałów nie większy niż 100 ms,
- maksymalna odległość układów wejściowych od urządzenia kontrolno-sterującego 12 m,
- nieskomplikowana budowa układu wejść analogowych,
- szeregowa transmisja danych (opcjonalnie z izolacją galwaniczną) z układów wejściowych do urządzenia kontrolno-sterującego (komputera IBM-PC).

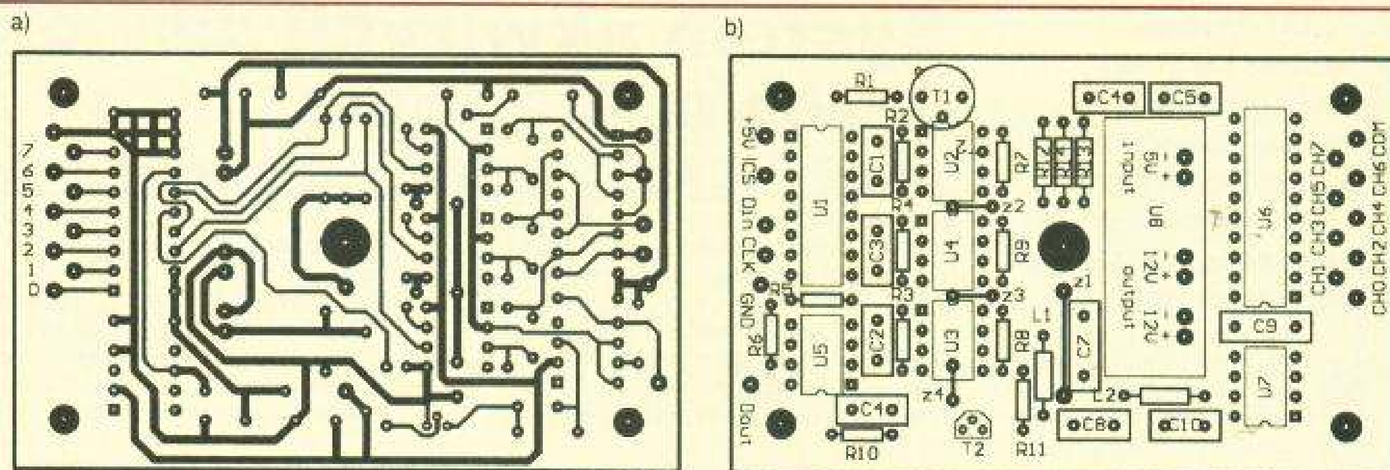
W projektowanym systemie zastosowano układy scalone LTC1094 firmy Linear Technology zawierające 8-kanałowy, 10-bitowy przetwornik a/c wraz z wbudowanym synchronicznym interfejsem szeregowym. Układ LTC1094 opisano szczegółowo w dziale *Informacja o podzespołach* w tym numerze. Poprawną i szybką trasmisję danych między przetwornikami a komputerem IBM PC zapewnia opracowana przez autora specjalizowana, 8-bitowa karta interfejsu komunikacyjnego.

Zespół wejść analogowych

Opierając się na danych katalogowych przetwornika LTC1094 zaprojektowano układ wejść analogowych z izolacją galwaniczną (rys. 1). Wejściowe sygnały analogowe są doprowadzane do wejść CH0÷CH7 przetwornika a/c. Część układu jest zasilana bezpośrednio napięciem +5 V dostarczanym z komputera IBM PC. Tak jest zasilana m.in. miniaturowa przetwornica DC/DC U8 (DC). Elementy C5, C6 służą do filtracji napięcia wejściowego przetwornicy, natomiast C7, C8 oraz L1 – wyjściowego. Izolowane napięcie +12 V, wytwarzane



Rys. 1. Schemat zespołu wejść analogowych z izolacją galwaniczną



Rys. 2. Płytka drukowana (jednostronna) zespołu wejść analogowych
a – strona druku, b – rozmieszczenie elementów na płytce

wego. Izolowane napięcie +12 V, wytwarzane przez przetwornicę zasila m.in. wysokostabilne źródło napięcia odniesienia (REF) z układem U7 (LT1021-5) firmy Linear Technology. Napięcie referencyjne +5 V z tego układu jest zastosowane jako napięcie odniesienia w przetworniku a/c U6 (LTC1094), dzięki czemu uzyskuje się odpowiednią dokładność i stabilność procesu konwersji.

Zgodnie z zaleceniami producenta, kondensatory C9 (bezindukcyjny) i C10 (tantalowy) powinny być przylutowane jak najbliżej wyprowadzeń zasilających przetwornik. Ze względu na przeznaczenie układu dopuszczono jedynie unipolarny pomiar napięć w zakresie 0÷+5 V.

Funkcję optoizolatorów OP1÷OP4 na liniach CLK, !CS, Din, Dout interfejsu szeregowego pełnią transoptory U2÷U5 (typu 6N136). Rezystory R5÷R9 i R11÷R14 ustalają punkty pracy tranzystorów w transoptorach. Ich wartości są dobrane optymalnie ze względu na poziom zniekształceń przebiegu wyjściowego. Połączone równolegle parami (w celu zwiększenia wydajności prądowej) bramki buforujące BUF1÷3 układu U1 (CD4050) oraz tranzystor T2 (BC413B) wysterowują diody świecące transoptorów i zmniejszają obciążenie prądowe linii sygnałowych interfejsu. Rezystory R2÷R4 oraz R10 ograniczają natężenie prądu przepływającego przez LEDy do ok. 15 mA. Stosunkowo duża wartość tego prądu (jego zmniejszenie odbija się niekorzystnie na częstotliwości granicznej poprawnie przenoszonych przebiegów) powoduje, iż zamiast układu U1 nie mogą być stosowane inne bufory standardowej serii CMOS, gdyż mają one zbyt małą obciążalność wyjść. Połączone równolegle z rezystorami ograniczającymi prąd kondensatory bezindukcyjne C1÷C4 poprawiają kształt (stromość zboczy) przebiegu wyjściowego przy większych częstotliwościach. Układ złożony z rezystora R1 i tranzystora T1 (BC313÷16) dołącza do transoptorów napięcie +5 V z magistrali tylko w momencie wybrania danego układu wejść analogowych niskim stanem logicznym na przyporządkowanej mu linii !CS. Dzięki temu jest mniejszy prąd pobierany przez obwody wejściowe transoptorów.

Całość układu zmontowano na jednostronnej płytce drukowanej z laminatu szklano-epoksydowego i zamknięto w obudowie z polistyrenu wysokoudarowego. Jako złącze kanałów pomiarowych J2 zastosowano 15-stykowy wtyk Cannon DB15, natomiast połączenie z magistralą zapewnia 9-stykowe gniazdo Cannon DB9 (J1). Na rysunku 2 przedstawiono płytkę drukowaną z elementami.

W drugiej części artykułu będzie opisany interfejs komunikacyjny systemu rozproszonej akwizycji danych. ■

Jarosław Patrzałek

LITERATURA

[1] 1990 Linear Databook; Linear Technology Corporation 1989

Na życzenie dla firm bezpłatny katalog
przy zakupie pierwszego pilota.

90% realizowalności, tego samego dnia, w bardzo korzystnych cenach !

Nasze piloty są w stanie współdziałać z większością obecnych na polskim rynku:
- odbiorników telewizyjnych (ponad 20 000 modeli)
- video (ponad 2 000 typów)
- tunerów satelitarnych (ponad 200 modeli)
Dzięki swojej bardzo nowoczesnej konstrukcji i ergonomicznej obudowie mogą one z powodzeniem zastępować piloty oryginalne.



TME 93-350 Łódź ul. Ustronna 41, adres do korespondencji: 90-959 Łódź 2, PO BOX 2071.
E-mail: tme@gryzmak.lodz.pdi.net, tel: (0 42) 640 01 06, fax: (0 42) 640 01 07.
Bezpłatna infolinia 0-800 680 50, informacje, zamówienia.

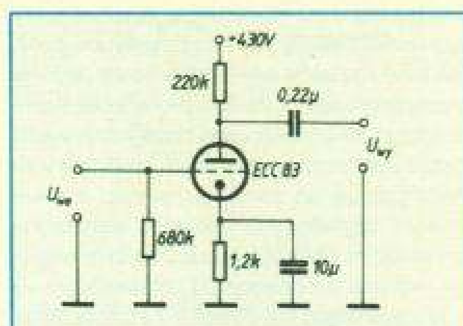
Omawiamy wzmacniacz lampowy opracowany w niedawno powstałej krajowej firmie Amplifon

Wzmacniacz lampowy Amplifon WL36

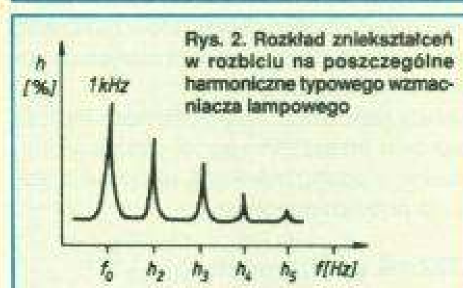
Dlaczego lampy?

Grono zwolenników lampowych urządzeń audio stale się powiększa, mimo że ceny tych cudów techniki są dość wysokie. Zainteresowanie urządzeniami lampowymi w ostatnich latach wzrosło do tego stopnia, że rozpoczęto seryjną produkcję lamp, których wytwarzania zaprzestano kilkanaście, a nawet kilkadziesiąt lat temu. Tak się stało na przykład ze słynną triodą 300B, która obecnie przeżywa swój wielki powrót. Na świecie istnieje kilka firm produkujących lampy na potrzeby zamożnych audiofilów. Najważniejsze to Sovtek, Svetlana, Sino, Tesla, Golden Dragon. Produkowanych jest kilkadziesiąt typów lamp elektronowych. Najczęściej spotykane to 12AX7 (ECC83), 12AU7 (ECC82), EL34, EL84, 6L6, 5881, 6550, 211, 845, 300B oraz ich odpowiedniki ukazujące się pod innymi oznaczeniami. Producenci oferują swoje wyroby w kilku wykonaniach i w wersjach. Obecnie produkuje się głównie lampy o przedłużonej trwałości (dochodzącej niekiedy do 10 000 godzin pracy) oraz o wzmocnionej konstrukcji mechanicznej zapobiegającej efektowi mikrofonowania. Długo można dyskutować o przewadze lamp nad półprzewodnikami i odwrotnie. Faktem jest, że większość wad lamp elektronowych w wysokiej klasy urządzeniach audio można obecnie zlekceważyć (wysoki pobór mocy) lub wyeliminować przez zastosowanie najwyższej jakości elementów współpracujących np. transformatorów wyjściowych. W ten sposób pozostają wyłącznie zalety "szklanych baniek".

Prawdopodobnie najkorzystniejszym parametrem lamp elektronowych, a szczególnie triod, jest ich duża liniowość. Na przykład trioda ECC83 w prostym układzie wzmacniacza napięciowego (rys. 1) wprowadza zniekształcenia około 1,1% przy wzmocnieniu napięciowym 76,6 V/V i maksymalnym napięciu wyjściowym 48 V bez jakiegokolwiek ujemnego sprzężenia zwrotnego. Doskonała liniowość umożliwia zastosowanie niewielkiego sprzężenia, co w połączeniu z bardzo dużą szybkością działania (ta sama lampa może pracować zarówno przy częstotliwościach akustycznych, jak również w torach w.cz. o częstotliwościach dochodzących do kilkuset MHz z np. ECC88) umożliwia praktycznie eliminację zniekształceń intermodulacyjnych TIM.



Rys. 1. Wzmacniacz napięciowy z triodą ECC83



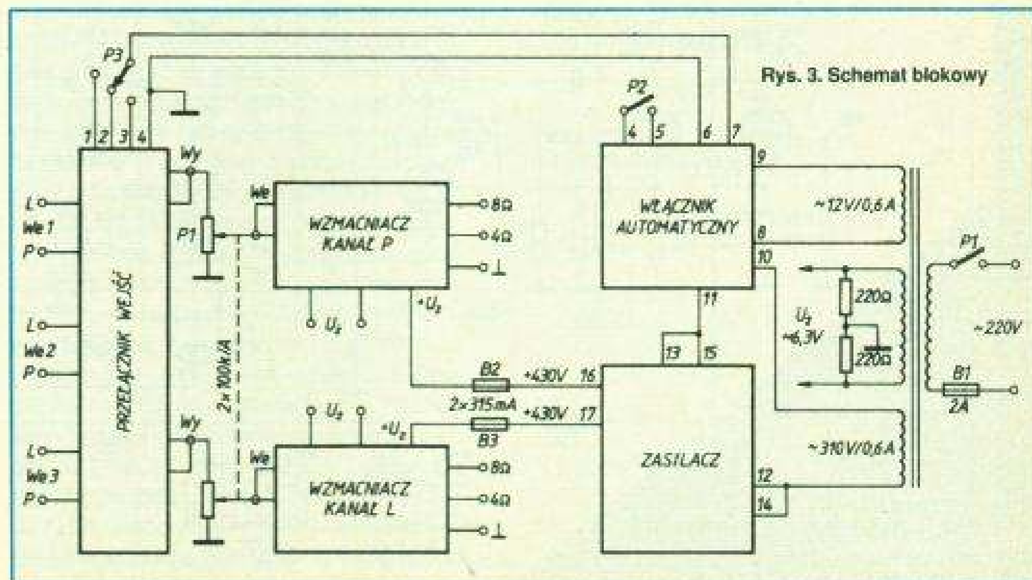
Rys. 2. Rozkład zniekształceń w rozbiciu na poszczególne harmoniczne typowego wzmacniacza lampowego

Dalszymi zaletami układów lampowych jest korzystny rozkład zniekształceń nieliniowych na poszczególne harmoniczne (rys. 2). Choć rozkład przedstawiony na wykresie nie jest regułą, to w dobrze zaprojektowanym urządzeniu ma on podobny przebieg, dając tak zwane przyjemne brzmienie. Dzieje się tak, ponieważ człowiek w mniejszym stopniu reaguje na harmoniczne parzyste (f2 i f4). Efekt ten znacznie się pogłębia w wyniku zjawiska maskowania harmonicznych nieparzystych o mniejszej wartości (f3 i f5) przez harmoniczne parzyste o większej wartości (f2 i f4).

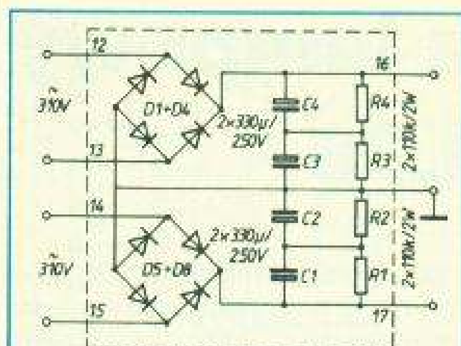
Rozkład zniekształceń w funkcji mocy jest również znacznie korzystniejszy niż w powszechnie stosowanych układach tranzystorowych. Mniejsze zniekształcenia występują przy najmniejszych mocach wyjściowych i rosną stopniowo wraz ze zwiększającą się mocą wyjściową aż do typowego przesterowania. Układy lampowe mają łagodne "wejście" w zakres przesterowania.

Bardzo małe zniekształcenia przy małych mocach umożliwiają pełne wykorzystanie dobrych zespołów głośnikowych, które mają podobny rozkład zniekształceń w funkcji wychylenia membrany, czyli mocy wyjściowej. Całkowicie odmienną sytuację mamy w układach tranzystorowych. Większość układów jest budowana jako konstrukcje przeciwsobne pracujące w klasie AB przy stosunkowo małym prądzie spoczynkowym stopnia końcowego. Właściwie w każdym takim układzie możemy znaleźć stosunkowo duże zniekształcenia przy najmniejszych mocach, pochodzące z niecałkowicie wyeliminowanego efektu przejścia sygnału przez zero (zniekształceń skrośnych). Dla dociekliwych podam, że układy lampowe klasy hi-fi są wolne od tych zniekształceń, ponieważ pracują przeważnie w czystej klasie A lub AB z dużym prądem spoczynkowym.

Lampy elektronowe mają ponadto jeszcze jedną niezwykle ważną zaletę, a mianowicie bardzo dużą impedancję wejściową siatki sterującej, przeważnie 100 kΩ ÷1 MΩ przy bardzo małych pojemnościach wejściowych 1,5÷15 pF.



Rys. 3. Schemat blokowy



Rys. 4. Schemat zasilacza

Nawet w porównaniu z nowoczesnymi tranzystorami polowymi o podobnej rezystancji wejściowej, lampy mają kilka, a nawet kilkaset razy mniejsze pojemności wejściowe. Fakt ten sprawia, że lampowe wzmacniacze prawie nie obciążają urządzenia współpracującego. Ponadto duża impedancja wejściowa lamp umożliwia budowę bardzo prostych stopni wejściowych oraz sterujących stopniem końcowym. Układy te muszą praktycznie wytworzyć napięcie o odpowiednio dużej amplitudzie, bez dużej wydajności prądowej koniecznej do sterowania stopniami o małej rezystancji wejściowej czy "ładowania" dużych pojemności wejściowych. W związku z powyższym wzmacniacze lampowe są urządzeniami o stosunkowo prostej budowie, zawierającymi niewiele elementów w torze sygnałowym i umożliwiającymi bardzo krótką drogę sygnału.

Opis konstrukcji

Układ elektroniczny wzmacniacza WL36 to typowy układ Wiliamsona z lat czterdziestych oraz ultralinearny stopień wyjściowy z lampami EL34. Tym co może różnić go od urządzenia sprzed 20-30 lat są najwyższej jakości elementy bierne.

Jak przystało na konstrukcję wysokiej klasy wzmacniacz WL36 jest skromnie wyposażony. Ma tylko regulację siły dźwięku oraz potrójny przełącznik wejść. Z myślą o jak najkrótszej drodze sygnału umieszczono przełącznik wejść bezpośrednio przy gniazdach wejściowych. Współpracuje on z wysokiej jakości przekaźnikami sygnałowymi. Jedynym elementem ułatwiającym obsługę jest automatyczny włącznik napięcia anodowego po upływie około 45 s od chwili włączenia całego urządzenia. Wraz z przełącznikiem na przednim panelu może pełnić również funkcję układu Standby. Głównym zadaniem tego układu jest przedłużenie trwałości lamp przez podawanie napięcia na odpowiednio rozgrzane katody.

Układy elektroniczne są montowane metodą montażu przestrzennego na specjalnych listwach, a przełącznik wejść, układ automatyki, na płytkach drukowanych.

Układ elektroniczny

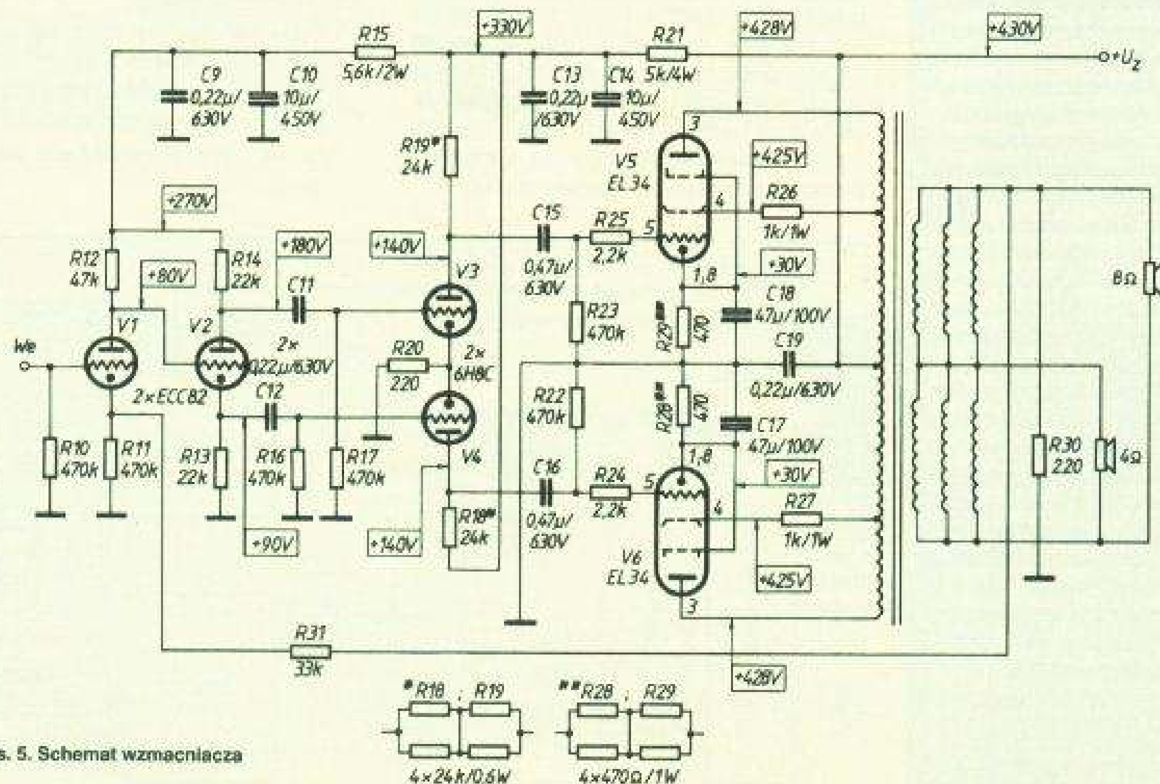
Schemat blokowy przedstawiono na rys. 3. Sygnał wejściowy bezpośrednio z gniazd wejściowych jest doprowadzany do selektora wejść, następnie przez regulator siły dźwięku do wzmacniaczy lewego i prawego kanału. Układ jest zasilany z transformatora sieciowego i pełnookresowych prostowników mostkowych. Transformator dostarcza również napięcie żarzenia lamp. Blok automatyki z funkcją *Standby* jest zasilany przez zasilacz stabilizowany +12 V zawarty w tym bloku. Z niego korzysta również selektor wejściowy. Główny zasilacz sterowany przez blok automatyki dostarcza napięć anodowych zasilających wzmacniacze końcowe.

Zasilacz

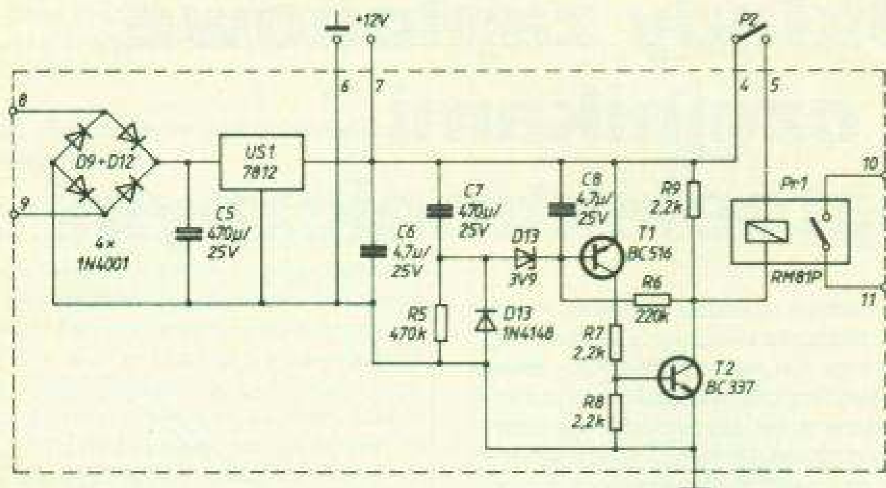
Schemat zasilacza przedstawiono na rys. 4. Napięcie zmienne ~310 V z jednego z wtórnych uzwojeń transformatora poprzez blok wyłącznika automatycznego jest doprowadzane do oddzielnych prostowników i filtrów lewego i prawego kanału, wykonanych na elementach D1÷D8, C1÷C4, R1÷R4. Napięcie stałe +430 V z kondensatorów C1÷C4 jest doprowadzane poprzez bezpieczniki B2, B3 do zasilania układów wzmacniaczy.

Wzmacniacze

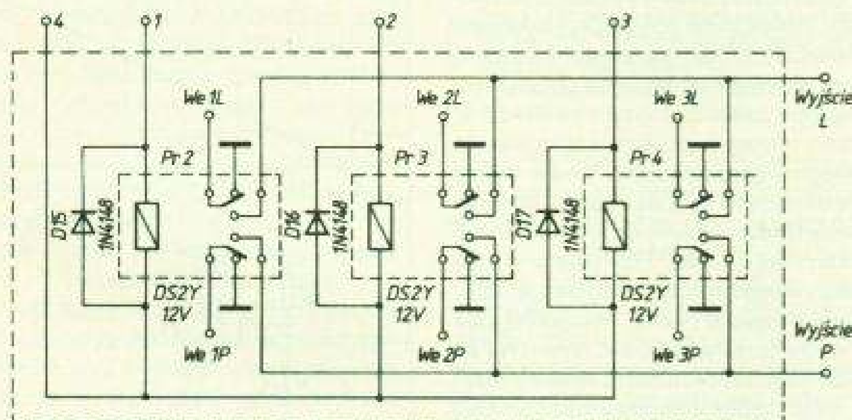
Schemat układu wzmacniacza (jeden kanał) jest przedstawiony na rys. 5. Sygnał wejściowy z selektora wejść poprzez potencjometr P1 (regulacja siły dźwięku) jest doprowadzany do siatki triody V1, pełniącej funkcję wzmacniacza wstępnego o wzmocnieniu około 10 V/V i współpracującej z rezystorami R10÷R12. Wzmocniony sygnał trafia do odwracacza fa-



Rys. 5. Schemat wzmacniacza



Rys. 6. Schemat włącznika automatycznego oraz zasilacza stabilizowanego



Rys. 7. Przełącznik wejść

zy wykonanego na elementach triody V2. R13÷R14. W ukłądzie tym sygnał zostaje rozłożony na dwie składowe, przesunięte w fazie o 180° i amplitudach równych połowie amplitudy sygnału wejściowego z siatki triody V2. Składowe sygnału poprzez kondensatory sprzęgające C11, C12 trafiają do stopnia sterującego z triodami V3 i V4 (lampy 6H8C). Rezystor katodowy R20 tworzy lokalne sprzężenie zwrotne niwelujące ewentualne różnice w amplitudzie sygnałów powstałych w odwracaczu fazy. Około dwunastokrotnie wzmocnione składowe sygnału, poprzez kondensatory C15, C16, sterują przeciwsobnym stopniem wyjściowym, zbudowanym na pentodach mocy V5 i V6, oraz elementach R24÷R29, C17÷C18, Tr1. Prądy lamp końcowych ustalane są rezystorami katodowymi R28÷R19 i wynoszą około 70 mA. Kondensatory C17, C18 likwidują lokalne sprzężenie zwrotne powstałe na wspomnianych rezystorach. Sygnał z odczepów O1 O2 transformatora wyjściowego jest doprowadzany poprzez rezystory R26÷R27 do siatek drugich pentod V5 i V6 tworząc tak zwany układ *ultralinear*, redukujący zniekształcenia wnoszone przez stopień końcowy oraz transformator wskutek powstawania silnego lokalnego sprzężenia zwrotnego. Rezystor R30 po stronie wtórnej transformatora zabezpiecza wzmacniacz podczas włączenia nieobciążonego wzmacniacza. Sygnał z wtórnych uzwojeń transformatora jest doprowadzany bezpośrednio do wyjścia oraz poprzez R31 do katody lampy V1 tworząc pętlę sprzężenia zwrotnego o wartości około 10 dB. Zasilanie poszczególnych stopni wzmacniacza odbywa się poprzez rezystory redukujące napięcia R21, R15 i kondensatory odsprzęgające C9, C10 oraz C13, C14.

Istotne znaczenie ma dobór podzespołów wzmacniacza, a szczególnie lamp.

Wzmacniacz wstępny jest wykonany wyłącznie na triodach jako elementach o największej liniowości. W stopniu wejściowym tego układu pracuje lampa ECC82, a w stopniu sterującym (odwracaczu fazy) podwójna trioda 6H8C (odpowiednik 6SN7) uchodząca za doskonałą lampę sterującą. W przeciwsobnym stopniu wejściowym pracuje para pentod mocy EL34 w układzie ultralinearnym. Transformatorami wyjściowymi są masywne, dziesięciosekcyjne toroidy z odczepami na 4- i 8-omowe zespoły głośnikowe. Transformatory mają bardzo dobre parametry i są dokładnie wykonane (różnica impedancji połówek uzwojenia pierwotnego wynosi poniżej 0,5%). W układzie zasilania zastosowano również transformator toroidalny o mocy 250 VA. Prostowanie oraz filtracja napięcia odbywa się w oddzielnych układach dla każdego kanału w celu zapewnienia odpowiednio małego przesłuchu międzykanałowego.

Wyłącznik automatyczny

Schemat wyłącznika automatycznego przedstawiono na rys. 6. Jak można zauważyć jest to prosty układ czasowy wykonany na tranzystorach T1 T2, R5÷R9, D13÷D14, C7÷C8. Napięcie anodowe włącza przekaźnik Pr1 po ok. 60 s od chwili włączenia całego urządzenia. Czas ten jest określony elementami R5 i C7. Przełącznik P2 służy do wyłączenia przekaźnika Pr1, a zatem i napięcia anodowego, mimo że jest włączone przez układ czasowy. W związku z tym pełni on funkcję układu Standby. Do zasilania włącznika służy oddzielny zasilacz stabilizowany, umieszczony razem z nim na płytce drukowanej, wykorzystujący jedno z wyjść transformatora zasilającego. Zasilacz ten wykonany został na elementach D9÷D12, C5÷C6 oraz US1 i dostarcza napięcia stabilizowanego +12 V. Z zasilacza tego korzysta również przełącznik wejść.

Przełącznik wejść

Schemat przełącznika wejść przedstawiono na rys. 7. Przełącznik ten wykonano wykorzystując przekaźniki P2÷P4 oraz diody zabezpieczające D15÷D17. Układ ten zasilany jest napięciem stabilizowanym +12 V doprowadzonym ze stabilizatora bloku włącznika automatycznego. Wyboru źródła sygnału dokonuje się przełącznikiem P3. ■

Andrzej Piwowarczyk

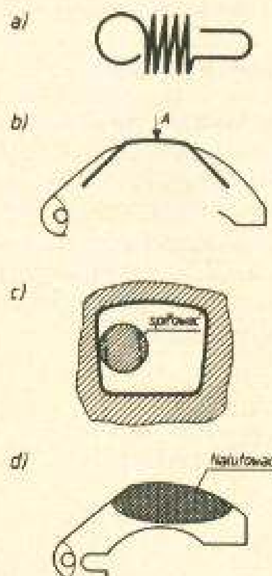


Wzmacniacz lampowy Amplifon WL36 str. 49

Układy zapłonowe z czujnikami optoelektronicznymi (3)

Jeśli chcemy uzyskać przebieg wg krzywej 3 na rys. 9b (stosując przełącznik oktanowy), dobry efekt daje nalutowanie warstwy cyny na ciężarki. W ten sposób, zmieniając grubość jej warstwy, dochodzimy do wymaganej charakterystyki (rys. 10d).

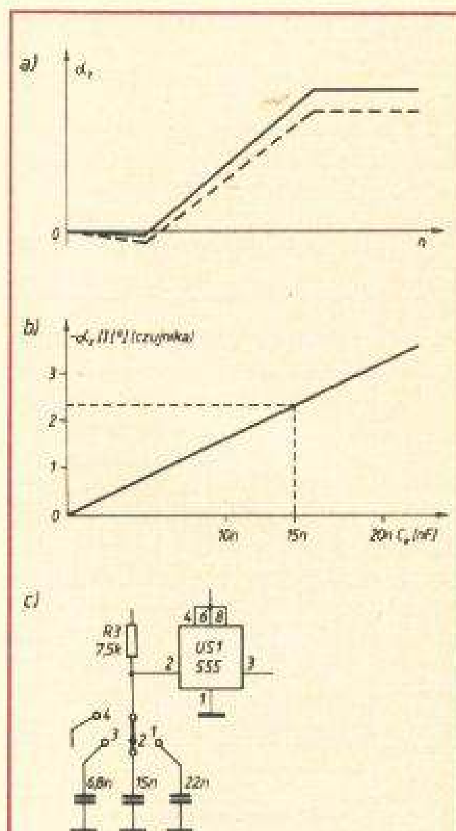
Przestrojenie regulatora Fiata 125p wymaga przede wszystkim zamiany bardzo lekkiej sprężyny na znacznie mocniejszą (pozbywamy się wtedy niekorzystnego garbu charakterystyki dzięki mniejszemu nachyleniu odcinka *a* krzywej 2 z rys. 8). Nie ma potrzeby zwiększania maksymalnego wychylenia, a kompensacja opóźnienia czujnika nastąpi już po zmianie kąta wstępnego z 5°÷7° OWK na 10° OWK. Jeśli regulator podciśnieniowy pozostawiamy bez zmian, to regulator odśrodkowy stroimy wg krzywej 2 na rys. 9a. W razie usunięcia tego regulatora (jeśli np. jest w złym stanie technicznym), regulator odśrodkowy ustawiamy wg krzywej 3. Dobre wyniki można też uzyskać przez unieruchomienie płytki napędzanej regulatorem podciśnieniowym i umieszczenie na niej mikrowyłącznika uruchamianego siłownikiem podciśnieniowym. Mikrowyłącznik powinien dołączać kondensator ok. 15 nF bezpośrednio do końcówek fototranzystora. Regulator odśrodkowy trzeba wtedy zestrajać wg krzywej 5, a kondensator dobrać tak, aby uzyskana charakterystyka była zbliżona do krzywej 1 z rys. 9a. Trzeba też zwiększyć jego zakres do 15°.



Rys. 10. Elementy regulatora odśrodkowego Fiata 126p podlegające przeróbce
a – wygląd sprężyny działającej z opóźnieniem, b – zrównanie się ciężarka i płytki przy maksymalnym wychyleniu 12°, c – miejsca spiłowywania, w celu zwiększenia maksymalnego wychylenia, d – miejsce nalutowania cyny przy zwiększeniu siły odśrodkowej ciężarków (ew. zeszlifowania materiału przy jej zmniejszaniu)

Jeśli zamiast regulatora podciśnieniowego lub przełącznika zastosujemy regulator oktanowy z rys. 11c, regulator odśrodkowy stroimy na najwyższą charakterystykę (pozycja nr 4 przełącznika) tak, aby było od czego opóźniać po dołączeniu kolejnych kondensatorów. Jeśli przy strojeniu regulatorów za pomocą neonówki (dokładny opis strojenia neonówką jest podany w [4]) zostanie użyta cewka niskoindukcyjna (np. 4226) i napięcie na jej uzwojeniu pierwotnym nie wystarczy do zaświecenia neonówki, przy strojeniu trzeba użyć cewki 4240. Zmniejszenie przygasania neonówki przy wysokich obrotach wymaga zmniejszenia przerwy iskrowej i ewentualnie podwyższenia napięcia zasilania modułu do 16÷17 V. Podczas strojenia aparatu zapłonowego z czujnikiem transoptorowym trzeba unikać silnego oświetlenia stanowiska pracy, bo światło zewnętrzne może zakłócić lub nawet uniemożliwić pracę czujnika. Przy składaniu aparatu zapłonowego trzeba zwrócić uwagę na luz poosiowy przesłony i wałka – bezpieczny luz nie powinien przekraczać 0,4÷0,5 mm. W Fiacie 126p trzeba zabezpieczyć tulejkę z przesłoną przed możliwością przemieszczania się pod wpływem temperatury i wibracji (np. klejem "Distal").

Jakiekolwiek strojenie dynamiczne jest możliwe tylko po wykonaniu skali, choćby prowizorycznej.



Rys. 11. Kształtowanie charakterystyki metodami elektrycznymi
a – przez dołączenie kondensatora (przebieg zależny od obrotów silnika), b – zależność opóźnienia przy pojemności C_k dołączonej do wejścia układu scalonego, c – przykład przełącznika liczby oktanowej z różnymi pojemnościami

Ustawienie palca rozdzielacza

Zalecane w instrukcjach serwisowych ustawienie palca rozdzielacza naprzeciwko elektrody pierwszego cylindra, kiedy czujnik znajduje się w pozycji inicjacji zapłonu, jest nieprawidłowe. Czas trwania wyładowania iskrowego w elektronicznym układzie zapłonowym wynosi 1,5÷2 ms i w tym czasie przy 3000 obr/min palec obraca się przynajmniej o 27° – (rys. 12a). Między palcem a elektrodą powstaje przerwa iskrowa ponad 7 mm, wypala się końcówka palca rozdzielacza i wzrastają zakłócenia radioelektryczne. Należy więc palec rozdzielacza ustawić tak, aby w chwili inicjacji zapłonu znajdował się on przy krawędzi elektrody, lub poszerzyć jego końcówkę. Sytuacja przedstawia się znacznie lepiej, kiedy rozdzielacz jest wyposażony w czujnik magnetoindukcyjny i elektroniczny regulator zapłonu. Przy statycznym ustawieniu palca w osi elektrody, w momencie zapłonu ze wzrostem prędkości obrotowej palec pozornie cofa się wraz z wirnikiem o ok. 12° i całe wyładowanie iskrowe odbywa się przy najmniejszej szczelinie między palcem i elektrodą (rys. 12b). Dodatkowa tego zaleta to brak tulei regulatora odśrodkowego (i związanego z tym luzu), bo palec znajduje się na osi głównej, a więc szczelina między palcem a elektrodami może być mniejsza.

Kłopotów z rozdzielaczem można uniknąć, wykonując do silnika 4-cylindrowego podwójny układ bezrozdzielaczowy, tzn. instalując przesunięty o 90° drugi transoptor i przesłonę z dwoma wycięciami, jak na rys. 5a. Regulator odśrodkowy (ew. również podciśnieniowy) i przesłona są wspólne. Wadą jest wyższy koszt modułu i cewek.

W najnowszych typach samochodów są instalowane przeważnie układy bezrozdzielaczowe.

W silnikach 3-cylindrowych (Suzuki Maruti, Daihatsu Charade) przesłona ma 3 wycięcia, a kąt zwarcia dostosowuje się do cewki zapłonowej.

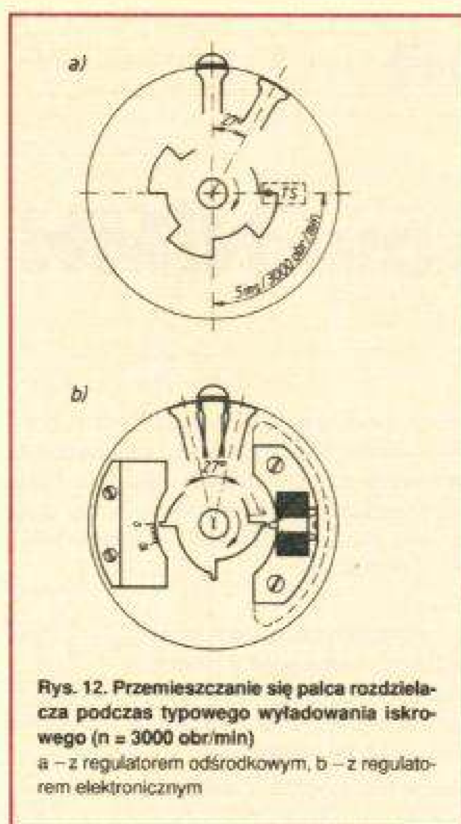
Instalowanie w samochodzie, ustawienie

Przed zainstalowaniem modułu w Fiacie 126p należy do niego doprowadzić pełne napięcie (tylko w modelach z cewką zapłonową 1,5 Ω), a przewód rezystancyjny 1,7 Ω pozostawić na okazje awaryjne. Hermetycznie zamknięty moduł umieszczamy w obudowie wlotu powietrza z przewodami, gniazdami, przełącznikami itp. dostępnymi od strony komory silnikowej. Koło pasowe trzeba ustawić na 10° przed ZZ, aparat zapłonowy włożyć tak, aby tylna krawędź przesłony znajdowała się w osi symetrii transoptora, a przewód wyprowadzeniowy był skierowany w stronę modułu. Aparat lekko zamocować, ale tak aby mógł się obracać. Z zacisku cewki zapłonowej zdejmujemy przewód połączony z kolektorem tranzystora mocy i do zacisku PP1 dołączamy woltomierz. Teraz można stacyjką włączyć zasilanie. Koło pasowe cofamy o kilkanaście stopni, po czym kręcimy nim do przodu obserwując znacznik i woltomierz. Zapłon będzie ustawiony prawidłowo, gdy zmiana napięcia z niskiego na wysokie nastąpi w chwili zrównania się znacznika na kole z kreską, odpowiadającą 10° na pokrywie rozrządu.

Teraz obracamy koło pasowe do przodu o 360° i sprawdzamy moment zapłonu drugiego cylindra. Jeśli występuje zauważalna różnica kątów, trzeba podpiłować tę tylną krawędź przesłony, która daje późniejszy zapłon (łatwiej to zrobić, jeśli przesłonę daje się łatwo wyjąć). Po uzyskaniu pełnej symetrii dokręcamy aparat zapłonowy.

Przed uruchomieniem silnika wskazane jest sprawdzenie całego urządzenia. W tym celu ustawiamy koło pasowe tak, aby znacznik znajdował się ok. 5 mm przed kreską 10°, a wszystkie przewody na swoim miejscu. Zdejmujemy tylko przewód wysokiego napięcia pierwszego cylindra ze świecy i ustawiamy go tak, aby utworzyć ok. 10 mm przerwę iskrową do masy, po czym włączamy zasilanie i chwytając za tulejkę regulatora odśrodkowego, pokręcamy nią w prawo do oporu. Gdy tylna krawędź przesłony mija oś symetrii transoptora powinno pojawiać się wyładowanie iskrowe (przy przewodach w.n. z rozłożoną rezystancją iskra ma kolor pomarańczowy). Ten sam efekt uzyskamy, przesuwając wygięty pasek blachy lub tektury przez szczelinę odsłoniętego transoptora.

W przypadku silnika 4-cylindrowego z rozdzielaczem zapłonu ustawianie symetrii przeprowadzamy przed zainstalowaniem aparatu zapłonowego w silniku. Jeden ze sposobów ustawiania (z tarczą pomiarową) jest podany w [2]. Możemy postąpić inaczej. Naprzeciwko tylnych, przeciwległych krawędzi przesłony



Rys. 12. Przemieszczanie się palca rozdzielacza podczas typowego wyładowania iskrowego (n = 3000 obr/min)
a – z regulatorem odśrodkowym, b – z regulatorem elektronicznym

ustawiamy znaki odniesienia (strzałki), a tak oznaczone krawędzie dopiłowujemy dopóty, dopóki w obu położeniach (tzn. po obróceniu o 180°) nie pokryją się ze strzałkami. Pozostałe tylne krawędzie przesłony można już pomierzyć suwmiarką, aby uzyskać równe odległości od symetryzowanych krawędzi. Warunkiem powodzenia jest minimalne "bicie" promieniowe przesłony (np. po przetoczeniu).

W Fiacie 125p jest już na ogół miejsce do mocowania modułu i tam też go należy umieścić. Przed włożeniem aparatu zapłonowego koło pasowe trzeba ustawić na 10° przed ZZ, uprzednio wykręcając świece (łatwiej obracać wałem korbowym). Aparat włożyć tak, aby tylna krawędź przesłony znajdowała się w osi transoptora, palec rozdzielacza zaczynał pokrywać się z elektrodą pierwszego cylindra, a siłownik podciśnieniowy znajdował się od strony modułu. Musi być możliwość niewielkiego obrotu aparatu w obu kierunkach.

W Fiacie 125p i Polonezie występują duże luzy skrętne napędu rozdzielacza (8°, a w starszych silnikach jeszcze większe) i miarodajne powinno być ustawienie z wałkiem cofniętym w tył do oporu. Dokładne ustawienie odbywa się przez obrót aparatu. W każdym przypadku wskazane jest ustawienie zapłonu na 800 obr/min za pomocą lampy stroboskopowej.

Uwagi końcowe

Prawidłowo zestrojone i zainstalowane urządzenie zapłonowe ze sterowaniem optoelektronicznym działa prawie tak dobrze, jak układ z czujnikiem magnetoindukcyjnym i regulatorem elektronicznym.

Reasumując, układ zapłonowy z transoptorem chyba słusznie zajmuje drugie miejsce w punktacji z tabl. 1. Gdybym nie miał możliwości wykonania czujnika magnetoindukcyjnego, do swojego samochodu wybrałbym zapłon elektroniczny ze sterowaniem optoelektronicznym.

Czytelników, którzy mają jakieś uwagi lub zapytania dotyczące tego tematu, proszę o listy bezpośrednio do mnie pod adresem: Stefan Roguski, Przedewsie 12, 05-306 Jakubów.

Stefan Roguski

Uzupełnienie. *W pierwszej części artykułu w nr 6/98 zakradł się błąd na rys. 4. Kondensator C_2 powinien być* włączony odwrotnie, może to być kondensator na 16 V.

LITERATURA

[1] Konopiński M. – Elektronika w technice motoryzacyjnej. WKŁ, Warszawa 1987
[2] Klein W. – Transoptorowe sterowanie elektronicznych urządzeń zapłonowych. "ReAV" 2/1996
[3] Demidowicz R., Łasiewicki S. – Elektrotechnika samochodów Polski Fiat i Polonez. WKŁ, Warszawa 1989
[4] Roguski S. – Urządzenie zapłonowe do F-126p, cz. 2, "ReAV" 2/1993
[5] Roguski S. – Bezstykowe układy zapłonowe – doświadczenia, problemy, porady, cz. 3. "ReAV" 3/1996
[6] Roguski S. – Stykowo-tranzystorowe układy zapłonowe. "ReAV" 3/1997

LabTool-40S
ELMARK®
ul. Radna 12, 00-341 Warszawa
t. 821 30 54, f. 821 30 55, BBS: 821 30 53
http: //www.elmark.com.pl
e-mail: advantech@elmark.com.pl
Miniaturowy Programator Uniwersalny
- Rozsądna cena, Interfejs Centronics, zasilacz na wyposażeniu
- Programuje: EPROM/EEPROM 2716-27C080, 2804-28C040, 28F256-28F4000
- 28F101, 28EE011, 29C256-29C040, 29EE010
- NV RAM DS-1220-DS1658
- Serial PROM 1718-17256, 24C00-24LC64, 59C11, 93C06-93CS66
- Mikrokontrolery 89C51-89LV52, 8751-87C52, 87C520
- 87C550/528/748/750/751/524/652/654
- PIC-16C54, 16C55, 16C56, 16C57
- PLD GAL22V10, 22V10B
ADVANTECH

Inteligentna ładowarka akumulatorów NiMH i NiCd (2)

Opis układu

Schemat ładowarki przedstawiono na rys. 4. Przez dobór kilku elementów biernych możemy teoretycznie bez ograniczeń modyfikować układ wyjściowy pod względem pojemności ładowanych akumulatorów, czasu ładowania, prądu ładowania konserwacyjnego oraz liczby ładowanych ogniw.

Napięcie robocze oraz napięcie ładowania jest uzyskiwane z zasilacza, wykonanego ze stabilizatorem 7812 w jego typowym układzie. Przy większej liczbie akumulatorów (>6) można zastosować stabilizator scalony o większym napięciu wyjściowym, ale wiąże się to ze zmianą wartości rezystora R7, ze względu na ograniczony zakres napięć zasilania układu TEA1101 (<11,5). Akumulator lub baterię akumulatorów przeznaczoną do ładowania należy dołączyć do układu w następujący sposób: biegun dodatni akumulatora do punktu A oraz biegun ujemny do punktu B.

Przepływający prąd ładowania jest mierzony przez układ TEA1101 dzięki parze rezystorów R1 i R10÷R14, porównywany z wartością zadaną (R3 i R4), a następnie korygowany (według potrzeby) przez regulator liniowy z tranzystorami T2 i T1. Dioda D1 zabezpiecza pakiet akumulatorów przed wyładowaniem w przypadku braku napięcia zasilania.

Wszystkie parametry ładowarki definiujemy przez dobór odpowiednich elementów biernych układu, przy czym należy zachować odpowiednią kolejność przy ich obliczaniu. Poniżej przedstawiamy odpowiednie wzory oraz sposób postępowania przy "wymiarowaniu" takiej ładowarki.

Stałe

Wewnętrzne napięcie odniesienia U_{ref} = 1,25 V (typowe, niedostępne z zewnątrz).

Wartość współczynnika p (preskaler) zależy od sposobu dołączenia k. 8 układu TEA1101. Odpowiednie zależności podaje tablica 4.

Zależności (podano w wielkościach podstawowych)

Prąd odniesienia (źródło prądowe)

$$I_{ref} = \frac{U_{ref}}{R_3}$$

Prąd ładowania szybkiego

$$I_{FAST} = \frac{R_{10}}{R_1} I_{ref}$$

Prąd ładowania konserwacyjnego

$$I_{NORM} = \frac{R_{10}}{R_1} \frac{1}{p} \frac{0,1 \cdot U_{ref}}{R_4}$$

Częstotliwość oscylatora

$$f_{OSC} = \frac{1}{0,93\ R_3 C_5}$$

Maksymalny czas szybkiego ładowania (zabezpieczenie "timeout"):

$$T_0 = 2^{26} \frac{p}{f_{OSC}}$$

Ograniczenia parametrów podano w tabl. 5.

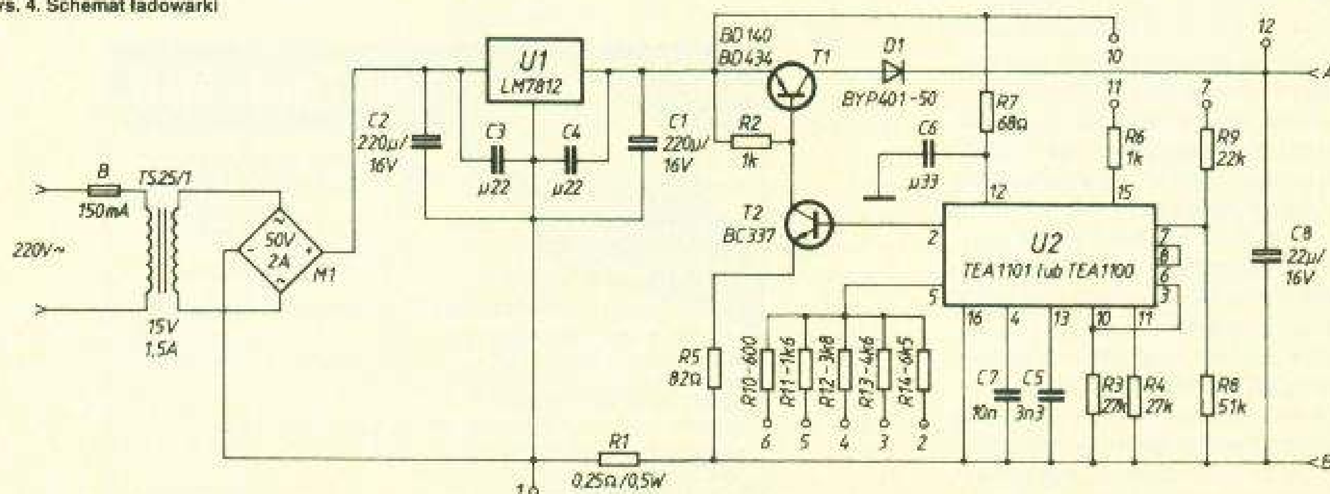
Dobór elementów

Pierwszym krokiem przy doborze elementów ładowarki jest określenie czasu szybkiego ładowania, np. 1 godzina. Następnie, dla określonej rezystancji R3 (źródło prądowe), np. 27 kΩ, dobieramy pojemność kondensatora C5 (częstotliwość oscylatora) oraz współczynnik preskalera p, pamiętając jednocześnie, że czas zadziałania zabezpieczenia typu "timeout" powinien być 1,5÷2 razy większy od założonego czasu szybkiego ładowania. Kolejnym krokiem jest dobranie rezystora R4 odpowiadającego za wielkość prądu ładowania konserwacyjnego (wraz z wartością współczynnika preskalera p) oraz dobranie rezystorów R10÷R14, odpowiadających za prądy ładowania szybkiego dla kolejnych pojemności akumulatorów. Ostatnim elementem procesu doboru elementów układu ładowarki jest dobór rezystorów do dzielnika napięcia w zależności od przewidywanej liczby ładowanych ogniw. Przy doborze tych rezystorów należy pamiętać, że współczynnik podziału dzielnika R8/R9 powinien być taki, aby "przeliczone" napięcie maksymalnej liczby ogniw naładowanych oraz "przeliczone" napięcie jednego ogniwa rozładowanego mieściły się w granicach pomiarowych wewnętrznego przetwornika a/c układu TEA1101. Rezystor R1 najlepiej jest dobrać w granicach 0,15 ÷0,25 Ω dla zminimalizowania błędu pomiaru prądu.

Układ TEA1100 możemy zastosować tylko do ładowania ogniw NiCd (ze względu na mniejszą dokładność pomiaru napięcia).

Montaż i uruchomienie

Płytkę drukowaną przedstawiono na rys. 5, rozmieszczenie elementów na płytce – na rys. 6.



Rys. 4. Schemat ładowarki

Tablica 4. **Wartości współczynnika p**

k. 8 (PR) połączono z...	końcówką
U_S (k. 6)	1
Niedołączone	2
Masa (k. 16)	4

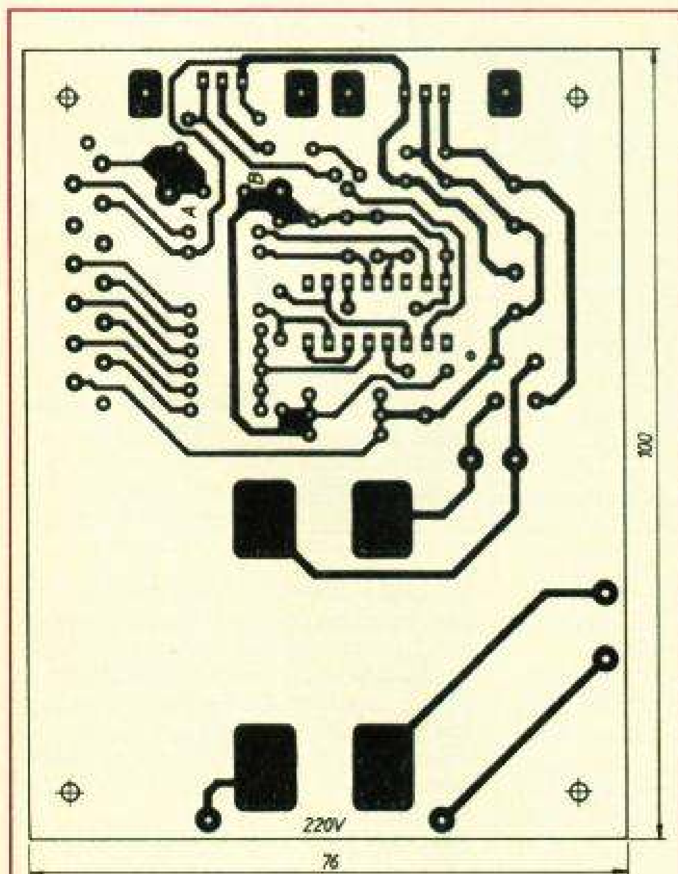
Sposób dołączania elementów zewnętrznych przedstawiono na rys. 7.

Na płytce drukowanej przewidziano montaż złącza typu Eltra do wyprowadzenia wszystkich istotnych sygnałów układu ładowarki. Dzięki takiemu rozwiązaniu zapewniono łatwy serwis i/lub ewentualną rozbudowę urządzenia tym bardziej, że układ TEA1101 ma bardzo "elastyczną" architekturę.

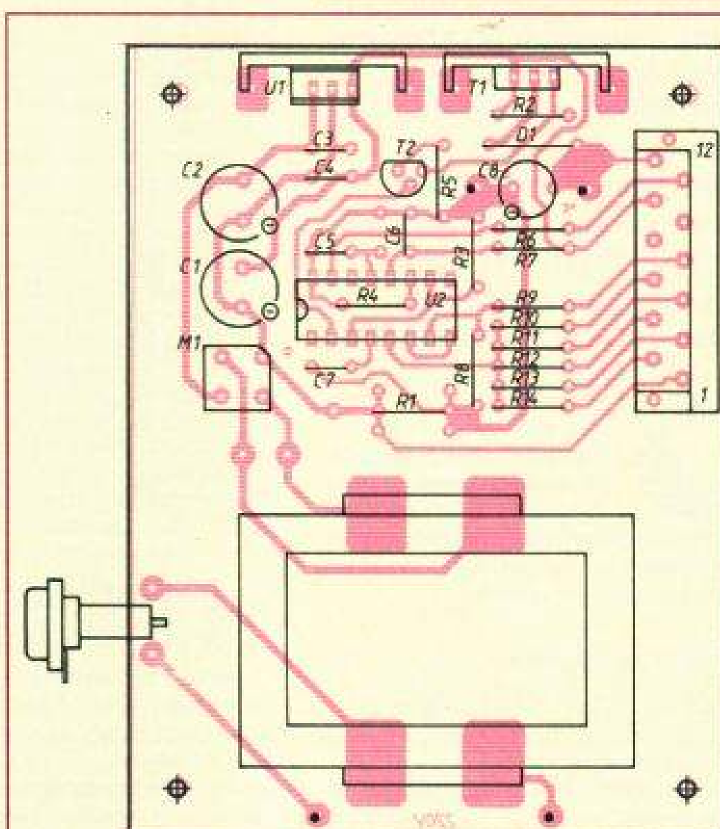
Poprawny montaż i sprawność wszystkich podzespołów gwarantują natychmiastowe działanie ładowarki bez konieczności jakichkolwiek regulacji. Zaleca się ponadto umieszczenie układu stabilizatora U1 i tranzystora T1 na odpowiednich radiatorach w zależności od wartości prądów ładowania (przewidziano miejsca na płytce drukowanej).

Tablica 5. **Ograniczenia parametrów układu TEA1101**

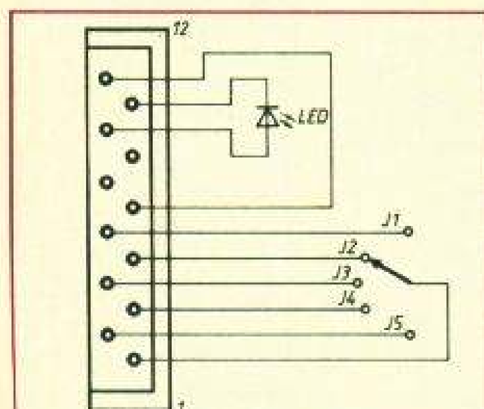
Zmienna	Min.	Max.
Prąd → k. 10 (od R3)	10 µA	100 µA
Prąd → k. 11 (od R4)	5 µA	50 µA
Częstotliwość oscylatora f_{OSC}	10 kHz	100 kHz
Optymalny spadek napięcia na R1	50 mV	250 mV
Zakres pomiarowy wewnętrznego przetwornika a/c (k. 7)	0.385 V	3.85 V



Rys. 5. Płytka drukowana ładowarki



Rys. 6. Rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 7. Schemat dołączeń elementów zewnętrznych

Kondensatory C3, C4, C6 ceramiczne, kondensatory elektrolityczne (C1, C2, C8)–16 V.

Parametry

Pojemności ładowanych akumulatorów:
J1 – 110 mAh
J2 – 300 mAh
J3 – 600÷700 mAh
J4 – 750÷850 mAh
J5 – 1100÷1200 mAh

Liczba ładowanych ogniw: 1÷6

Maksymalny obliczeniowy czas szybkiego ładowania: 1 godzina

Stosunek prądu ładowania konserwacyjnego do prądu ładowania szybkiego: 1:10

Czas zadziałania zabezpieczenia typu "time-out": ok. 1,5 godziny

Zabezpieczenie: zwarciowe i nadnapięciowe (przy zbyt dużej liczbie ogniw)

Wskaźnik stanu akumulatora / stanu pracy ładowarki: LED ■

Robert Wołgajew, Piotr Błażejczyk

LITERATURA

[1] Bosboom W.: NiMH Batteries recharge characteristics under TEA1101 charge managament. Report No: NPO/AN9301

[2] Battery monitor for NiCd and NiMH chargers. Philips Semiconductors – preliminary specification, December 1992

[3] Universelle Ladeschaltung für NC-und NiMH-Akkus. ELV journal 6/1994

W przypadku dużego zainteresowania stworzymy możliwość zakupu płytek drukowanych i/lub układów TEA1101. Kontakt: IMC, tel. (0-601) 30-18-71, e-mail: Robert Wolgajew@PSE.pl

Szukacz przewodów elektrycznych

Prowadzenie w mieszkaniu remontu wiąże się często z wierceniem otworów w ścianach, a to z ryzykiem spowodowania zwarcia, uszkodzenia przewodów lub porażenia prądem, bowiem w nowym budownictwie nigdy nie wiadomo, którędy przebiegają w ścianach pod tynkiem przewody elektryczne.

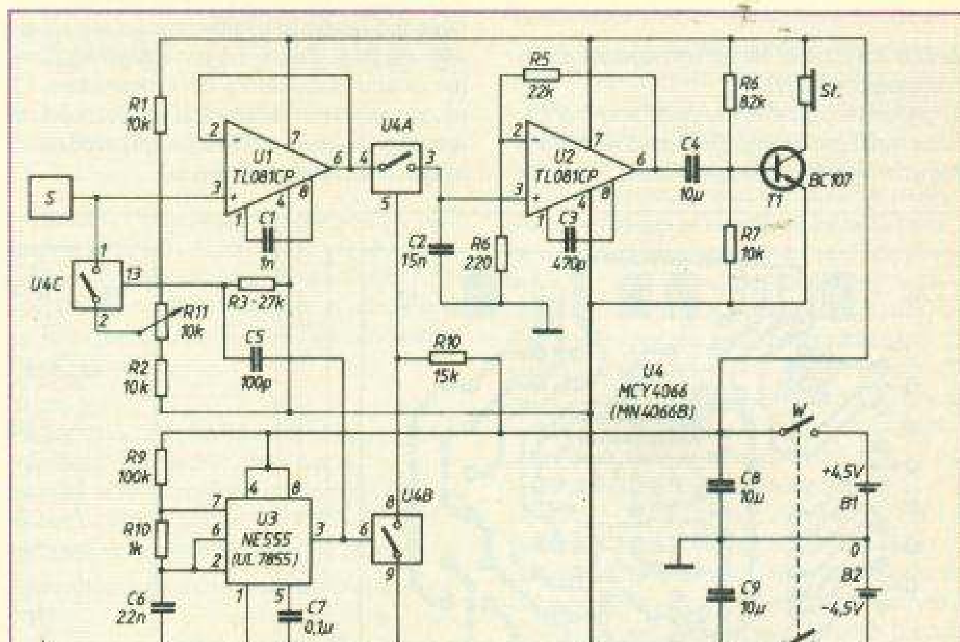
Opisywany szukacz przewodów elektrycznych jest bardzo czuły i nie wymaga przepływu prądu przez przewody; wystarczy, że są one pod napięciem. Przyrząd umożliwia ustalanie przebiegu przewodów na głębokości do 15 cm oraz miejsca przerwy w kablu.

Zasada działania

Szukacz przewodów elektrycznych (rys. 1) składa się z kilku bloków realizujących funkcje:

- sondy pojemnościowej S,
- wzmacniacza ładunkowego – układ scalony U1, kondensatory C1 i C5, rezystory R1÷R3 i R11,
- wzmacniacza akustycznego – układ scalony U2, kondensatory C2 i C3, rezystory R5÷R8, tranzystor T1 i słuchawka Sł,
- generatora taktującego – układ scalony U3, kondensatory C6 i C7 oraz rezystory R9 i R10,
- zespołu kluczy elektronicznych – układ scalony U4,
- zasilacza bateryjnego – baterie płaskie B1 i B2, łącznik dwubiegunowy oraz kondensatory C8 i C9.

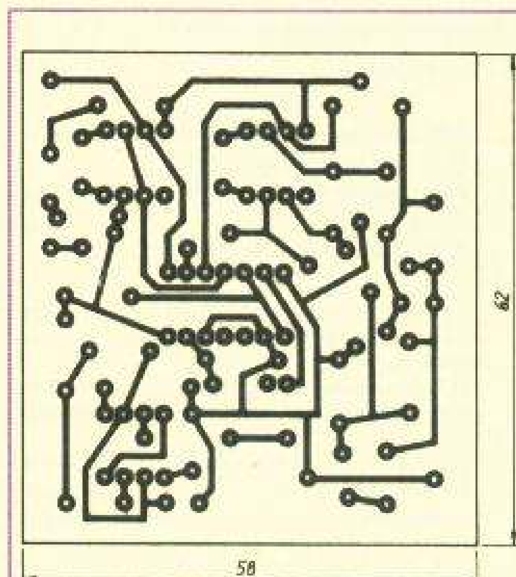
Wokół przewodu instalacyjnego dołączonego do sieci energetycznej istnieje pole elektryczne. Wprowadzenie sondy w pobliże tego przewodu powoduje powstanie na niej ładunku elektrycznego proporcjonalnego do jej pojemności (od sondy do przewodu) i napięcia występującego w przewodzie. Efektem tego jest sygnał napięciowy na wejściu (+) układu scalonego U1, pracującego jako wzmacniacz ładunkowy charakteryzujący się dużą rezystancją wejściową. Sygnał ten jest doprowadzany do wyjścia wzmacniacza. Napięcie na wyjściu wzmacniacza jest wprawdzie równe napięciu wejściowemu (wtórnik), ale z wyjścia może być pobierany prąd.



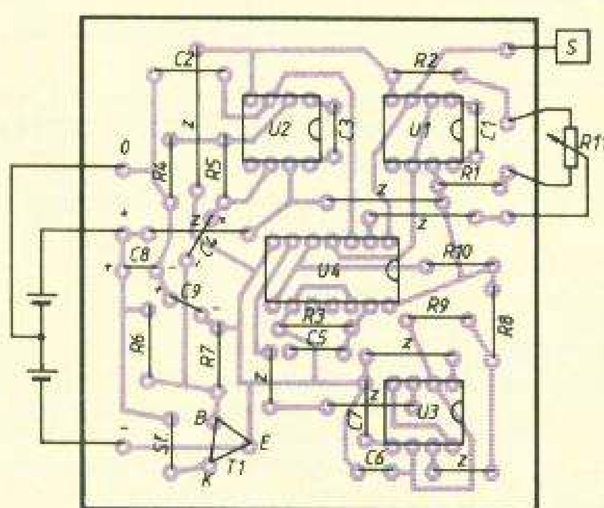
Rys.1. Schemat szukacza przewodów elektrycznych

Pojemność sondy musi być cyklicznie rozładowywana, gdyż w przeciwnym razie mogłoby nastąpić przesterowanie wzmacniacza ładunkowego, a następnie brak reakcji na jakiekolwiek pola elektryczne występujące w jej pobliżu.

Do cyklicznego rozładowywania pojemności sondy zastosowano generator przebiegów prostokątnych z układem scalonym U3. Im częstotliwość generatora jest mniejsza, tym układ jest czulszy. Zmianę częstotliwości uzyskuje się przez zmianę wartości elementów C6 i R9. Wyjście (3) generatora steruje pracą elektronicznych kluczy znajdujących się wewnątrz układu scalonego U4. Dwa klucze (U4A i U4B) sterują przepływem prądu sygnału od wzmacniacza ładunkowego do akustycznego,



Rys.2. Płytka drukowana szukacza



Rys.3. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

a trzeci (U4C) powoduje cykliczne rozładowywanie pojemności sondy przez łączenie wejścia (+) wzmacniacza ładunkowego z punktem o potencjale mniejszym niż potencjał drugiego wejścia (–), regulowanego potencjometrem R11. Po każdorazowym zwarciu następuje zerowanie wyjścia wzmacniacza.
Ładunek powstający na sondzie zależy od napięcia występującego na przewodzie instalacyjnym i czasu oddziaływania na sondę, dlatego częstotliwość jej rozładowywania ma wpływ na czułość układu – możliwość wykrywania przewodów umieszczonych na dużych głębokościach lub w dużych odległościach od sondy. Potencjometr R11, ustalający końcowe napięcie na sondzie, zmienia czułość szukacza.

Budowa i posługiwanie się przyrządem

Układ został zmontowany na płytce drukowanej (rys. 2). Sonda ma postać paska blachy o rozmiarach 10 x 50 mm przymocowanego do plastykowego dna obudowy szukacza. Jako słuchawkę wykorzystano magnetyczną wkładkę telefoniczną o rezystancji 150 Ω. Ośka potencjometru R11 została wyprowadzona na zewnątrz obudowy i zakończona gałką.
Przed przystąpieniem do ustalania przebiegu przewodów należy wyregulować odpowiednio czułość szukacza. W tym celu sondę S należy zbliżyć na odległość około 5 cm do dowolnego łącznika lub gniazda wtykowego w mieszkaniu. Regulując położenie suwaka potencjometru R11 należy doprowadzić do uzyskania terkotu w słuchawce. Następnie należy przesuwać szukacz wzdłuż i wszerz ściany w taki sposób, aby terkot nie ustawał; właśnie w tych miejscach biegną w ścianie przewody. Brak sygnału w słuchawce oznacza, że przewodów należy szukać w innym miejscu.
Należy się liczyć z tym, że zbliżenie lub dotknięcie sondy ręką jest również sygnalizowane przez szukacz. Zbyt duża czułość nie zawsze jest pożądana. Przy zbyt dużej czułości zbliżenie szukacza do włączonej lampy biurowej już na odległość 30 cm sygnalizuje istnienie pola elektrycznego.
Trzeba sobie zdawać sprawę z tego, że urządzenie reaguje na pole wokół przewodu fazowego; dlatego przy szukaniu przerwy w kablu zasilającym należy szukacz przesuwać wzdłuż kabla z włączoną wtyczką do gniazda sieciowego przy obu położeniach wtyczki.
Przy szukaniu przerwy w przewodzie lub spalonej żarówki w układzie szeregowym oświetlenia choinkowego wystarczy tylko jeden koniec przewodu włączyć do otworu "fazowego" w gnieździe wtykowym. Przy przesuwaniu szukacza wzdłuż przewodu w miejscu przerwy lub spalonej żarówki terkot w słuchawce natychmiast ustaje. ■

Zbigniew Nowak

Wzmacniacz modułu różnicy sygnałów

Dwa wzmacniacze operacyjne zasilane asymetrycznie tworzą wzmacniacz wartości bezwzględnej różnicy dwóch sygnałów.

W układach pomiarowych, w których są stosowane metody różnicowe lub kompensacyjne występuje potrzeba pomiaru różnicy dwóch sygnałów napięciowych. Różnica bywa dodatnia lub ujemna, jednak nie ma to większego praktycznego znaczenia, gdyż istotą pomiaru jest, na ogół, doprowadzenie do zerowania sygnału wyjściowego. W takich sytuacjach dobre rezultaty daje zastosowanie wzmacniacza napięciowego reagującego na wartość bezwzględną (moduł) różnicy sygnałów.
Typowy wzmacniacz modułu różnicy dwóch sygnałów zawiera wzmacniacz wartości bezwzględnej sygnału poprzedzony układem różnicowym. Taki układ wymaga stosowania trzech wzmacniaczy operacyjnych. Rozwiązanie komplikuje się bardziej w systemach z zasilaniem asymetrycznym, z pojedynczego źródła zasilania. Wymagane jest wówczas stosowanie tzw. sztucznej masy – źródła o napięciu wyjściowym równym połowie napięcia zasilania.

Opis układu

Schemat wzmacniacza modułu różnicy sygnałów złożonego tylko z dwóch wzmacniaczy operacyjnych, zasilanych z asymetrycznego źródła, jest przedstawiony na rys.1. Jest on przewidziany do pracy przy prądzie stałym lub w zakresie bardzo małych częstotliwości.
Jeżeli napięcie Uwe1 jest większe niż napięcie Uwe2, to napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego U2 jest bliskie potencjału masy i dioda D1 jest spolaryzowana napięciem mniejszym od jej progu (0,6÷0,7 V) i nie przenosi sygnałów. Sygnał wejściowy jest więc wzmacniany tylko przez wzmacniacz U1 pracujący jako klasyczny wzmacniacz różnicowy. Jego wzmocnienie wyraża się zależnością:

$$U_{wy} = \frac{R_7}{R_6}(U_{we1} - U_{we2})$$

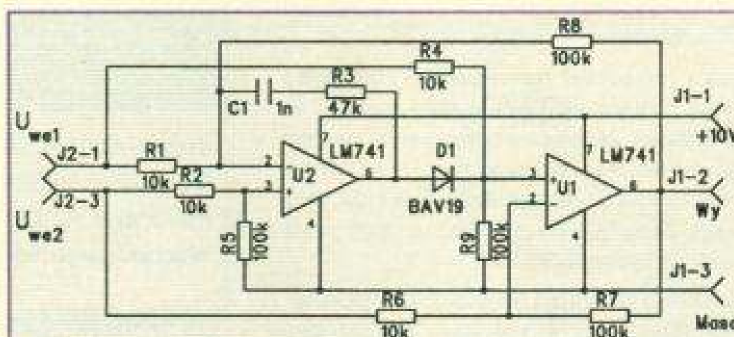
Jeżeli zaś napięcie Uwe2 jest większe niż napięcie Uwe1, to dioda D1 przewodzi i oba wzmacniacze operacyjne biorą udział we wzmacnianiu sygnału doprowadzonego do wejścia. Napięcie na wyjściu wzmacniacza U1 wynosi:

$$U_{wy} = \frac{R_8}{R_1}(U_{we2} - U_{we1})$$

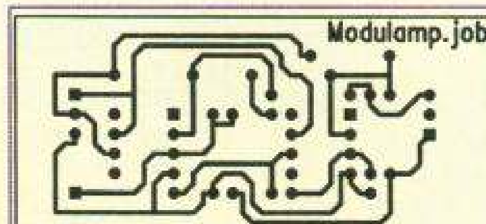
Z obu przedstawionych zależności, przy uwzględnieniu równości odpowiednich rezystancji (R7 = R8 i R6 = R1), wynika wniosek, że napięcie wyjściowe jest zawsze dodatnie i wynosi:

$$U_{wy} = \frac{R_8}{R_1}\ |(U_{we2} - U_{we1})|$$

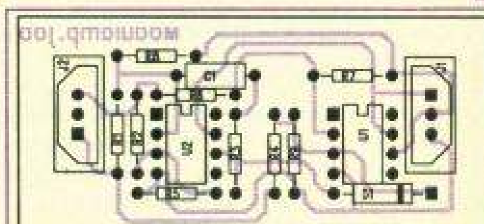
W zakresie napięć wejściowych, w którym Uwe2 > Uwe1, wzmacniacz wykazywał niestabilność. W celu ustabilizowania jego pracy niezbędne było zastosowanie korekcji charakterystyki częstotliwościowej z wykorzystaniem elementów C1 i R3. Zależnie od ich wartości można uzyskać różne górne częstotliwości graniczne i różne szybkości narastania sygnału wyjściowego. W układzie z rys.1 uzyskano czas narastania napięcia na wyjściu ok. 200 μs. Na rysunku 2 przedstawiono płytkę drukowaną układu, a na rys. 3 – rozmieszczenie elementów na płytce. *(cr)* ■



Rys. 1. Schemat wzmacniacza modułu różnicy sygnałów



Rys. 2. Płytka drukowana wzmacniacza modułu różnicy sygnałów (skala 1:1)

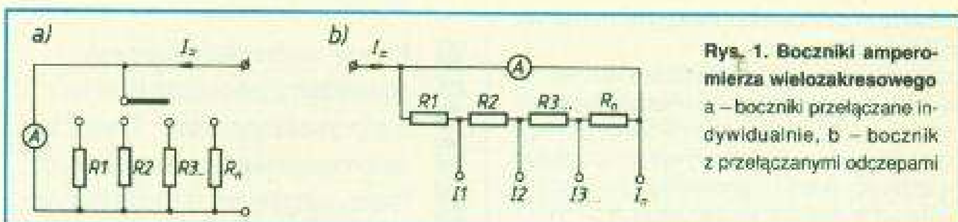

Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płytce wzmacniacza modułu różnicy sygnałów

Tę propozycję przysłał p. Walerij S. Morokko z Kijowa.

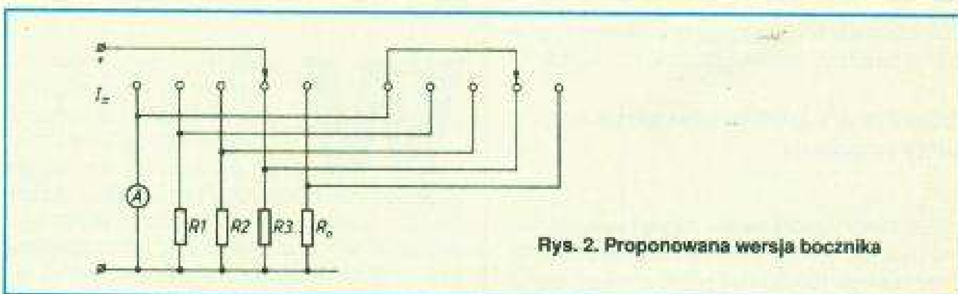
Modyfikacja bocznika amperomierza wielozakresowego

Podstawowe rozwiązania boczników do amperomierzy wielozakresowych to albo zespół rezystorów przełączanych oddzielnie dla każdego zakresu (wówczas konstrukcja mechaniczna musi zapewniać ciągłość obwodu podczas przełączania) – rys. 1a, albo zespół rezystorów bocznikujących, włączonych na stałe równolegle do ustroju pomiarowego, jak przedstawiono na rys. 1b. Zaleta pierwszego rozwiązania to możliwość łatwego uzyskania dużej czułości prostego układu, w drugim rozwiązaniu nie ma możliwości uszkodzenia miernika w wyniku np. złego styku przełącznika.

Chciałbym tu podać trzeci układ (rys. 2), umożliwiający osiągnięcie czułości układu, jak układu z rys. 1a z zapewnieniem bezpieczeństwa miernika. Ale nic za darmo – okupuje się to koniecznością użycia dwóch zespołów styków.



Rys. 1. Boczniki amperomierza wielozakresowego a – boczniki przełączane indywidualnie, b – bocznik z przełączanymi odczepami



Rys. 2. Proponowana wersja bocznika

Termostat z cyfrowym odczytem temperatury – *uzupełnienie*

Z dużym zainteresowaniem Czytelników spotkał się artykuł o termostacie z cyfrowym odczytem temperatury, zamieszczony numerze 5/98 "ReAV". Wiele osób samodzielnie wykonujących to urządzenie zwróciło uwagę na błędy i nieścisłości, jakie zakradły się do artykułu. Poniżej, na prośbę Autora, podajemy sprostowanie.

1. Należy zastosować transformator sieciowy TS2/15 (lub TS2/10), a nie pomyłkowo podany TS2/14, który daje zbyt małe napięcie. Autor radzi, aby zwrócić uwagę na napięcie sieci zasilającej. Jeżeli jest niższe niż 220 V, to warto zastosować transformator o wyższym napięciu wtórnym.

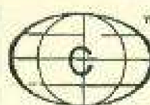
2. Rezystor R13 zasilający "przecinek" (oznaczenie Z1 na płytce wyświetlaczy) powinien być podłączony do masy, jak to podano na schemacie (rys.1), a nie do plusa, jak błędnie pokazano na rysunku płytki. Najłatwiej skorygować ten błąd odcinając rezystor od "plusowej" ścieżki i połączyć z końcówką 21 (masą) układu ICL7107. Przy okazji trzeba zwrócić uwagę, że na rysunku płytki złącze zasilania też oznaczono przez Z1, co może być mylące.

3. Układ LM35 jest produkowany w różnych obudowach. Najpopularniejsze są obudowy TO-46 i TO-92 (patrz nr 9/96 "ReAV"). W tych obudowach numeracja końcówek jest następująca: 1 – zasilanie dodatnie, 2 – wyjście, 3 – masa. W artykule zamieniono końcówki 1 i 2.

4. Należy zamienić połączenia R i R' – tzn. do R' dołączyć zasilanie sieciowe, a do R – grzałkę.

5. Wątpliwości niektórych Czytelników budzi sposób połączenia wejść komparatora LM311, gdyż w opisie są pewne niekonsekwencje. Autor zapewnia, że sposób połączenia podany w artykule jest prawidłowy i układ dobrze pracuje właśnie przy takim (a nie odwrotnym) połączeniu tych wejść.

6. Przypominamy o konieczności odpowiedniego chłodzenia triaka (radiator).



CENTRUM TARGÓW
I PROMOCJI RYNKU WSCHODNIEGO
Członek Polskiej Korporacji Targowej

zaprasza do udziału i odwiedzenia

VI Międzynarodowych Targów
"TECH-EXPO '98"
(telekomunikacja, elektronika, oprogramowanie, elektrotechnika)
Białystok 24-26 wrzesień 1998 r.
Hala "Włókniarz", ul. Antoniukowska 60

organizowanych przy współudziale Krajowej Izby Gospodarczej Elektroniki i Telekomunikacji, Telekomunikacji Polskiej S.A., Centrum Informatyki ZETO S.A. Białystok, Wschodniego Towarzystwa Gospodarczego.

Targi z udziałem przedstawicieli firm i organizacji gospodarczych ze Wschodu (Białoruś, Rosja, Kraje Nadbałtyckie, Ukraina).

Informacji udzielają Biura CENTRUM:

15-432 Białystok
ul. Sienkiewicza 3
tel./fax (0-85) 743-59-32, 743-55-95
e-mail: centrum@targi.bialystok.pl
internet:http://www.targi.bialystok.pl

00-021 Warszawa
ul. Chmielna 15
tel./fax:(0-22), 827-17-12
tel. 827-08-11

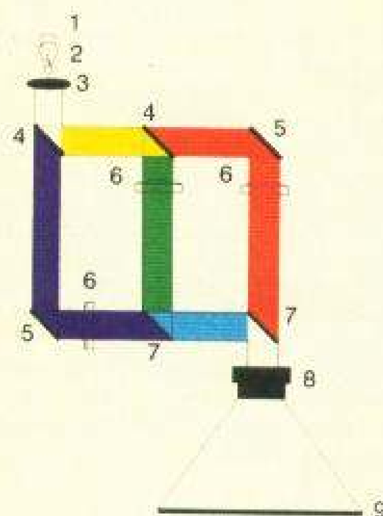
PROJEKTORY

Popularność projektorów wizyjnych rośnie, mimo ich wysokich cen – najtańszy bowiem kosztuje ok. 6300 zł. Dzięki nim można w domu uzyskać duży obraz. Niezależnie od tego, podstawowym ich zastosowaniem są wszelkiego rodzaju prezentacje, zarówno do celów szkoleniowych, jak i reklamowych. Nic dziwnego, że oferta rynkowa projektorów jest bardzo urozmaicona i atrakcyjna.

W projektorach występują trzy sposoby wyświetlania obrazu, przy wykorzystaniu paneli LCD, mikrolusterek i miniaturowych lamp kineskopowych.

Jedno- i trzypanelowe projektory LCD

W projektorach jednopanelowych stosuje się kolorowy miniaturowy ekran LCD o przekątnej od 6,4 do 10,4 cala. Jest on aktywną matrycą

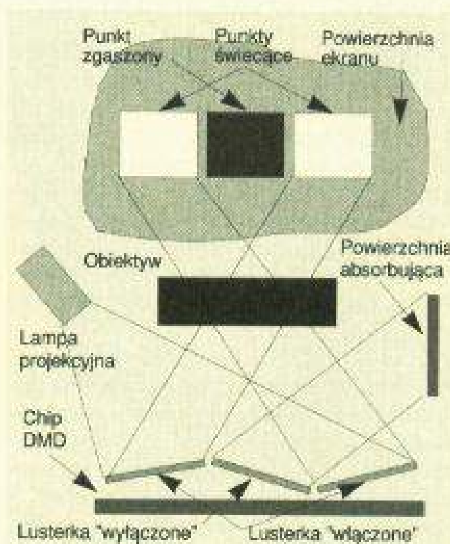


Rys. 1. Schemat działania projektora z trzema panelami LCD

1 – reflektor, 2 – żarówka, 3 – system soczewek, 4 i 7 – lustra dichroiczne, 5 – lustro, 6 – panel LCD, 8 – obiektyw, 9 – ekran

ciekłokrystaliczną TFT wykonaną z kolorowych warstw: czerwonej, zielonej, niebieskiej. Każdy punkt matrycy jest sterowany tranzystorem. W celu otrzymania określonych odcieni barw poszczególne punkty są włączane cyklicznie. Częstotliwość przełączania jest tak dobrana, aby była możliwa animacja komputerowa, oraz wyświetlanie obrazu w czasie rzeczywistym. Wyświetlacz LCD jest oświetlany światłem żarówki, które przechodzi przez układy optyczne, panel LCD, jest ogniskowane w obiektywie, a następnie rzutowane na ekran zewnętrzny. Od liczby punktów matrycy zależy rozdzielczość obrazu. Wynosi ona dla poszczególnych standardów: VGA (HxV) 640x480, SVGA 800x600, XGA 1024x768, SXGA 1280x1024 punktów.

Bardziej skomplikowana jest zasada działania projektora z trzema panelami LCD (rys. 1). Tor optyczny składa się z żarówki światła białego, dichroicznych luster i pryzmatów oraz trzech monochromatycznych matryc LCD o przekątnej 1,3 cala. Światło żarówki jest rozszczepiane na barwy podstawowe R, G, B,



Rys. 2. Schemat działania projektora DLP

oświetlające panel LCD. Sygnał wizyjny poszczególnych barw steruje poszczególne tranzystory, dzięki czemu w odpowiednich proporcjach światło zielone, niebieskie i czerwone jest emitowane przez punkty obrazowe każdego z paneli LCD. Następnie strumienie świetlne są nakładane na siebie, tworząc w obiektywie kolorowy obraz rzutowany na ekran zewnętrzny.

Obraz z projektorów trzymatrycowych jest jaśniejszy i bardziej kontrastowy niż z projektorów jednomatrycowych. Dzięki obróbce poszczególnych sygnałów R, G, B również znacznie lepsze są barwy.

W projektorach LCD obraz w środku ekranu jest znacznie jaśniejszy. Aby ten efekt ograniczyć stosuje się różne układy optyczne. Dzięki temu osiąga się równomierne oświetlenie od 75 do 85% powierzchni obrazu.

W celu poprawy jakości obrazu są stosowane cyfrowe układy linearyzujące wartości jaskrawości w funkcji wartości sygnału luminancji (gamma korekcja). Są także stosowane cyfrowe układy regulacji wyrazistości konturów.

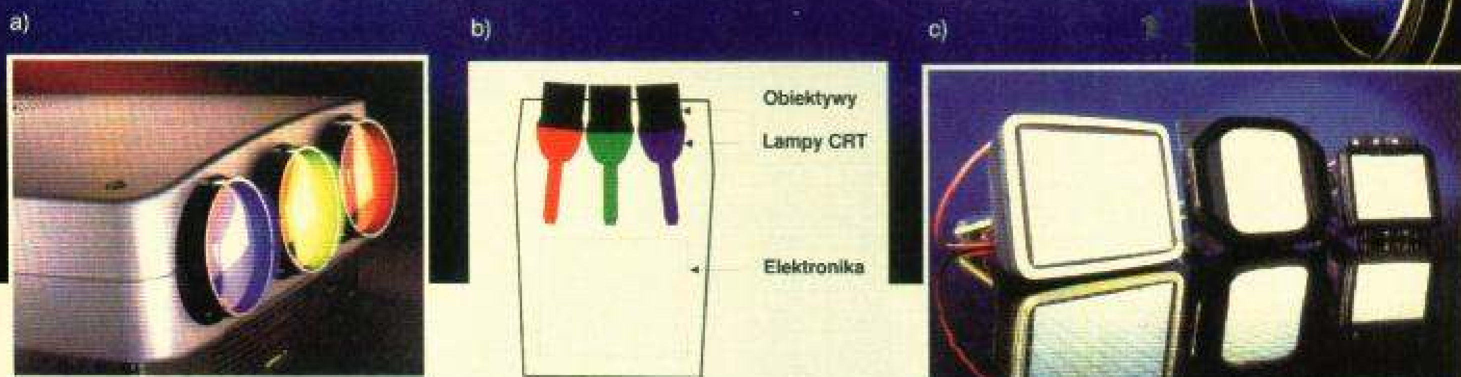
Trzeba jednak pamiętać, że zastosowanie bardziej skomplikowanych układów optycznych wpływa nie tylko na cenę tych projektorów, ale i na ich rozmiary.

Projektory DLP/DMD

Technologię produkcji projektorów DLP/DMD *(Digital Light Processing / Digital Micromirror Device)* opracowała i opatentowała firma Texas Instruments. Sercem urządzenia jest układ scalony DMD zawierający na swojej powierzchni 500 000 mikroluster, które są punktami obrazowymi. O miniaturyzacji luster niech świadczy fakt, że na powierzchni włosa ludzkiego mieszczą się cztery lusterka, wraz z całą konstrukcją mechaniczną kryjącą się pod ich powierzchnią. Odległość między lusterkami wynosi ok. 1 μm. Każde z lusterek wykonano ze stopu aluminium i zawieszono na specjalnym przegubie umożliwiającym zmianę jego położenia.

Zainstalowany w projektorze procesor DLP przetwarza analogowy sygnał wideo na sygnał cyfrowy, który steruje położeniem lusterek. Na rysunku 2 przedstawiono schemat działania projektora. Gdy do elementu sterującego położeniem lusterka zostanie doprowadzony sygnał jedynki logicznej, spowoduje on takie ustawienie lusterka, że światło odbite zostanie skierowane w obiektyw projektora, jeżeli zaś sygnał zera logicznego, to światło zostanie odbite poza obiektyw, na powierzchnię absorbującą.

Poszczególne barwy R, G, B powstają w wyniku przejścia światła żarówki przez filtry R, G, B umocowane na wirującej tarczy. Obraz powstaje w wyniku sekwencyjnego nakładania się tych trzech obrazów. Częstotliwość nakładania się obrazów poszczególnych barw jest tak dobrana, że oko odbiera obraz jako jednolity i kolorowy. Takie rozwiązanie jednoukłado-



Rys. 3. Projektor CRT
a – projektor, b – uproszczony schemat działania, c – lampy CRT

we daje małą jasność obrazu. Tę niedogodność eliminuje konstrukcja z dwoma lub trzeba układami DMD.

Projektory CRT

Projektory z lampami CRT (rys. 3) mają największą jaskrawość, dzięki zastosowaniu miniaturowych kineskopów o przekątnej ekranu od 7 do 9 cali. Kineskopy mają trzykrotnie większą jaskrawość niż tradycyjny kineskop, są chłodzone wodą i mają optyczne układy ogniskujące. W projektorach zastosowano trzy kineskopy, których ekrany są pokryte luminoforem jednej z trzech barw podstawowych. Każda z lamp przetwarza jeden z sygnałów R, G, B na obraz telewizyjny w tym kolorze. Lampy są ustawione względem siebie pod pewnymi kątami tak, że złożenie obrazów następuje na powierzchni ekranu. Wadą projektorów CRT jest konieczność regulacji zbieżności, aby otrzymać jednolity, bez zniekształceń obraz. W zależności od konstrukcji regulację zbieżności przeprowadza się ręcznie lub automatycznie.

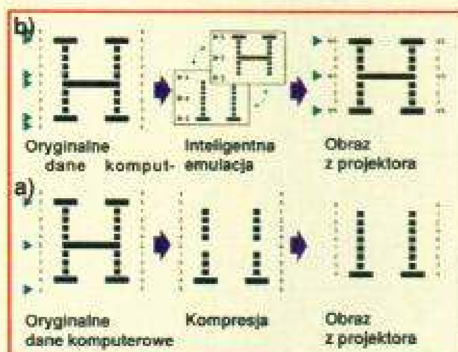
Istnieją również projektory (Light Valve), w których połączono dwa opisywane rozwiązania, z matrycą LCD z lampami CRT. Wyświetlany obraz jest bardzo wysokiej jakości.

Strumień świetlny

Jednym z ważniejszych parametrów projektorów jest strumień świetlny projektora potocznie nazywany siłą światła. Przyjęto podawanie tego parametru według amerykańskiej normy ANSI (*American National Standardization Institute*). Pomiar strumienia wykonuje się w zaciemnionej sali wyświetlając znormalizowany obraz kontrolny. Ten obraz służy do ustawienia jaskrawości i kontrastu. Do celów pomiarowych jest wyświetlany obraz całkowicie biały podzielony na 9 części. W środku każdego pola mierzone jest natężenie oświetlenia. Z wyników 9 pomiarów jest wyliczana średnia, która jest mnożona przez wielkość obrazu wyrażoną w m^2.

Konwersja rozdzielczości

Przy współpracy komputera z projektorem mogą wystąpić różnice w ich rozdzielczości. Konieczne jest wtedy stosowanie układów konwersji (rys. 4). Gdy komputer ma rozdzielczość (SVGA) 800x600, a projektor (VGA) 640x480, ulega usunięciu 160 linii pionowych i 120 linii poziomych. Ginie wówczas część obrazu. Aby te straty ograniczyć, linie są usuwane dwukrotnie, z przesunięciem o jedną linię. Uzyskane wtedy dwa obrazy są nakładane na siebie, dzięki czemu utrata danych jest znacznie mniejsza.



Rys. 4. Metoda kompresji danych.
a) tradycyjna, b) bez utraty informacji
Uwaga. Dla ułatwienia zrozumienia na rysunku przedstawiono tylko sposób kompresji dla linii poziomych, tę samą metodę stosuje się do linii pionowych.

Interesującym konwerterem linii jest układ scalony LIMESCO (*Line Memory Scan Converter)* firmy Philips, automatycznie przetwarzający standardy "w dół lub w górę". Przy rozszerzeniu linii z 400 do 480 tworzona jest 6. linia z informacji zawartych w każdej 5. linii. Przy konwersji w dół z linii 5. tworzona jest linia 4. Do dużych powierzchni ekranów w celu poprawy rozdzielczości obrazu stosuje się podwajanie linii (Philips, Barco).

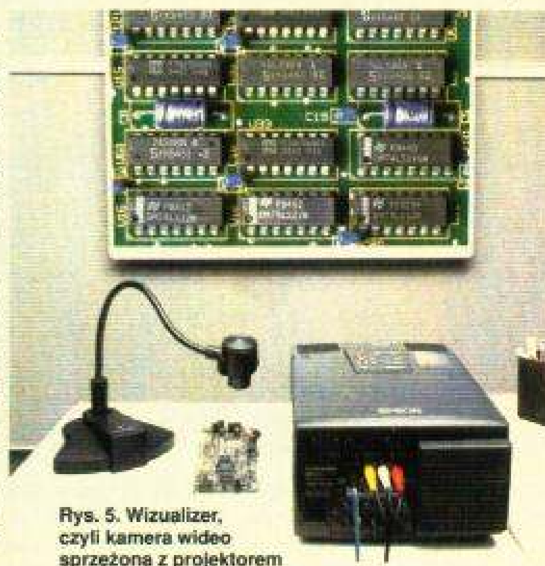
Źródła światła

Najszybciej zużywającym się elementem projektora są żarówki, najczęściej są stosowane metalowo-halogenowe o mocy od 250 do 400 W i trwałości ok. 1000 godzin. Z czasem użytkowania ich światło traci swoją białą barwę, co wpływa na jakość kolorów. Mniejszej mocy (100, 120 W) żarówki UHP (*Ultra High Performance*) znacznie dłużej utrzymują biel. Ich trwałość wynosi od 2000 do 8000 godzin. Dzięki mniejszej mocy nie wymagają one bardzo intensywnego chłodzenia, przez co projektory ciszej pracują.

Zastosowania

Projektory można podzielić na dwie grupy. Jedną z nich stanowią urządzenia współpracujące z kamerami, magnetowidami, odtwarzaczami, odtwarzaczami DVD i płyt laserowych oraz sprzężonymi z kamerami wideo tzw. wizualizerami. Drugą, znacznie liczniejszą grupę stanowią projektory, które odtwarzają dodatkowo obrazy z komputerów.

Ostatnio pojawiły się projektory, które umożliwiają także prezentowanie, poprzez kamerę wi-



Rys. 5. Wizualizer, czyli kamera wideo sprzężona z projektorem

Wybrane parametry i funkcje projektorów wizyjnych

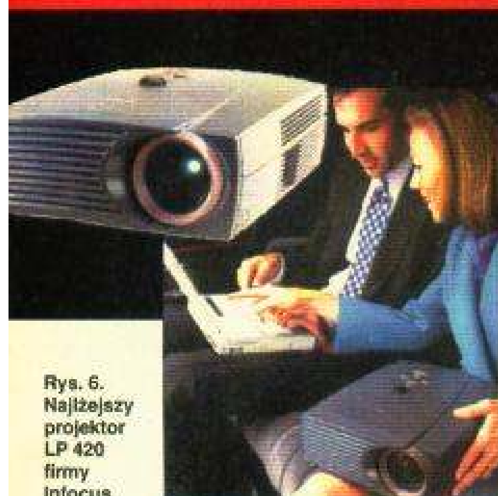
Model	Firma	Cena [zł]	Typ konstrukcji	Rozdzielczość	Przekątna obrazu min/max [m]	Odległość od ekranu min/max [m]	Strumień świetlny [ANSI lm]	Kontrast	Moc żarówki [W]	Trwałość żarówki [h]	Korekcja Keystone [°]	Dźwięk	Moc wyjściowa [W]	Masa [kg]	Uwagi
XV-C1E	Sharp	6300	1x1,3" TFT	340 linii	0,5/3,8	0,9/6,6	50	•	125 m. h.	•	+	mono	1	3,5	brak pilota,zoomu
XV-C2E	Sharp	8200	1x1,3" TFT	500 linii	0,5/3,8	0,9/6,6	45	•	155 m. h.	•	+	mono	1	3,7	brak zoomu
XV-C20E	Sharp	9400	1x1,3" TFT	500 linii	0,5/3,8	•	60	•	155 m. h.	•	+	mono	1	4,5	brak zoomu
PLC-400P	Sanyo	12200	3x1,3" TFT	550 linii	1/3,8	1,5/6	200	•	195 m. h.	•	•	mono	3	10,5	
dv 710	Liesegang	13892	1x 6,4" TFT	SVGA, XGA k	1,25/3,88	1,3/3,6	450	100:1	400 m. h.	1000	16	stereo	2x2	4,9	
ProScreen 4000	Philips	14318	1x6,4" TFT	SVGA, XGA k	0,78/4,1	1,3/5,8	350	150:1	120 UHP	2000	10÷23	mono	•	8	
ProScreen 4100	Philips	15047	1x6,4" TFT	SVGA, XGA k	0,3/10,8	1,3/5,8	300	150:1	120 UHP	2000	10÷23	mono	•	8	
TLP-310E	Toshiba	15500	3x1,3" TFT	VGA, SVGA k	0,5/7,6	1,1/11	500	100:1	250 m. h.	•	–	mono	1,5	9,6	
XV-Z1E	Sharp	17400	3x1,3" TFT	600 linii	1/7,6	1,4/16,3	350	•	250 m. h.	•	–	mono	1	7,5	
XG-3795	Sharp	17900	1xTFT	SVGA	1/3,8	•	250	•	m. h.	•	–	stereo	2x5	7,5	
PLV-20E	Sanyo	18178	3x1,3" TFT	550 linii	0,76/7,6	1,5/12	500	•	200 m. h.	•	•	mono	3	11	
LP 225	Infocus	19002	1x6,4" TFT	SVGA, XGA k	1,5/8,7	2/8,7	250	200:1	270 m. h.	•	+	mono	15	7,3	
TLP-410E	Toshiba	19990	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,5/7,6	1,1/11	500	100:1	250 m. h.	•	–	mono	1,5	9,6	
LitePro 580	Infocus	21137	3x1,3" TFT	VGA, SVGA k	0,8/7,6	1/12,2	350	200:1	150 m. h.	•	+	stereo	2x2	7,7	
dv 280	Liesegang	21191	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	1/5	1,5/11,4	700	100:1	•	•	5,5÷8,8	stereo	2x2	8	
PT-L555E	Panasonic	23159	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,5/7,6	1/15,8	400	200:1	150 m. h.	1000	–	mono	1,5	5,5	
VPL-W400Q	Sony	24300	3x1,3" TFT	600 linii	1/7,6	1,5/17,5	400	•	250 m. h.	•	•	stereo	2x2	10	
LitePro 210ZE	Infocus	24553	1x6,4" TFT	SVGA, XGA k	1,5/8,7	2/8,7	300	200:1	270 m. h.	•	±12	stereo	15	7,3	
MultiSyncMT820	NEC	24784	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,5/7,6	1/12	750	200:1	250 m. h.	2000	8,8	stereo	2x1	7,2	
PV 215	Polaroid	25189	3x0,9" TFT	SVGA, XGA k	0,51/7,6	0,97/15,8	400	150:1	150 m. h.	1100	1:9	mono	1,5	5,7	brak myszy
PV 211E	Polaroid	25189	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,76/7,6	1/16,2	650	200:1	280 m. h.	3000	8,8	stereo	2x1	9,8	
TLP-411E	Toshiba	25550	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,5/7,6	1,1/11	500	100:1	250 m. h.	•	–	mono	1,5	12	kamera wideo
XG-NV1E	Sharp	26800	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	1/7,6	1,5/17,1	400	100:1	280 m. h.	•	–	stereo	2x3	7	3 D Surround
ProScreen 4600 I	Philips	26939	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,23/7,9	0,8/20	650	150:1	120 UHP	4000	6÷9	mono	•	8	
XG-NV2E	Sharp	27400	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	1/7,6	1,4/17,5	700/900	200:1	120 UHP	•	–	stereo	2x2	6,6	
dv 300	Liesegang	27549	3x1,3"TFT	SVGA k, XGA	1,47/2,78	2/6	550	150:1	280 m. h.	2000	9	stereo	2x2	8,5	
DP6800	Proxima	27954	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,5/20,3	1,2/30,5	650	100:1	280 m. h.	1500	8,8	stereo	2x2	8,8	
PT-L595E	Panasonic	28048	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,76/7,6	1/16,2	700	200:1	280 m. h.	2000	+0/10–0/10	stereo	2x1	8,8	
MP8030	3M	28060	1xTFT	VGA, SVGA k	0,5/7,6	•	500	•	280 m. h.	•	–	mono	3	11	
VPL-S600	Sony	29900	3x1,3" TFT	SVGA	1/7,6	1,5/15,3	650	150:1	120 UHP	2000	39:1	stereo	2x0,2+1	5,7	
A+K S600E	A+K	30244	3x1,3" TFT	SVGA	0,77/8	1,5/12	650	150:1	120 UHP	2000	39:1	stereo	1x1,2x0,2	5,8	
PLC-5500	Sanyo	30378	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,5/18,3	1,1/23	500	•	250 m. h.	•	•	stereo	2x2	7,2	
MultiSyncMT1020	NEC	30500	3x1,3" TFT	XGA, SXGA k	0,5/7,6	1/12	650	200:1	250 m. h.	2000	8,8	stereo	2x1	7,4	
DP5900	Proxima	31361	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,5/16,2	1/28	700	100:1	120 UHP	2000	7	mono	2	6,4	
MP8620	3M	31720	1xTFT	SVGA, XGA k	1,3/7,6	1,25/4	450	100:1	400 m. h.	1000	–	stereo	2x0,5	4,9	
LVP-X100a	Mitsubishi	31800	3x1,3" TFT	XGA, SXGA k	0,5/7,6	0,9/11,8	800	200:1	280 m. h.	1000	3÷15	stereo	2x2	9,8	PIP
TLP-510Z	Toshiba	31900	3x1,3" TFT	XGA, SXGA k	0,5/7,6	1,1/12	800	150:1	120 UHP	2000	–	mono	1,5	6,4	
XG-SV1E	Sharp	32000	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	1/12,7	1,4/29,7	600/800	100:1	370 m. h.	•	+	stereo	2x3	14,6	
A+K EMP 5100	A+K	32281	3x1,3" TFT	SVGA	0,8/7,6	1,3/10	750	300:1	150 UHE	2000	10:0	stereo	2x2	6,6	
XG-NV3XE	Sharp	35500	3x1,3" TFT	XGA, SXGA k	1/7,6	1,4/17,5	600/800	200:1	120 UHP	•	–	stereo	2x2	6,6	
LitePro 720ZV	Infocus	36082	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,9/4,2	1,5/5,5	450	300:1	150 m. h.	2000	–	mono	3	5,4	
PLC-5600	Sanyo	36476	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,5/18,3	0,7/14,4	700	•	120 UHP	•	•	stereo	2x2	5,9	
MP8640	3M	36478	1xTFT	SVGA, XGA k	0,5/7,6	2,3/11,4	650	100:1	280 m. h.	2000	–	stereo	2x2	8,2	
TLP-511Z	Toshiba	38500	3x1,3" TFT	XGA, SXGA k	0,5/7,6	1,1/12	600	150:1	120 UHP	2000	–	mono	1,5	6,4	kamera wideo
A+K X600E	A+K	38814	3x1,3" TFT	XGA	0,77/8	1,5/12	600	150:1	120 UHP	2000	39:1	stereo	1x1,2x0,2	5,8	
VPL-X600	Sony	39800	3x1,3" TFT	XGA	1/7,6	1,5/14,7	600	150:1	120 UHP	2000	39:1	stereo	2x0,2+1	5,7	
PV 315	Polaroid	40175	3x1,3" TFT	XGA, SXGA k	0,51/7,6	0,87/15,8	600	200:1	280 m. h.	1500	30–15	mono	1,5	9,8	PIP
LP725	Infocus	40352	3x1,3" TFT	XGA, SXGA k	0,9/4,2	1,5/5,5	750	300:1	150 UHE	2000	–	mono	3	5,4	
LitePro 730ZV	Infocus	40986	3x1,3" TFT	XGA, SXGA k	0,9/4,2	1,5/5,5	400	300:1	150 m. h.	2000	–	mono	3	5,4	
XG-XV1E	Sharp	42000	3x1,8" TFT	XGA, SXGA k	1/12,7	1,4/29,4	600/800	100:1	370 m. h.	•	–	stereo	2x3	16,5	
A+K EMP 7100	A+K	42849	3x1,3" TFT	XGA	0,8/7,6	1,3/10	650	300:1	150 UHE	2000	10:0	stereo	2x2	8,7	
MP8730	3M	43920	1xTFT	XGA, SXGA k	0,5/7,6	•	550	100:1	280 m. h.	1500	–	stereo	2x2	8,3	
PLC-6600	Sanyo	47560	3x1,3" TFT	XGA, SXGA k	0,5/18,3	0,7/14,4	500	•	120 UHP	•	•	stereo	2x2	5,9	
MP8660	3M	48678	1xTFT	SVGA, XGA k	0,5/7,6	•/15	1100	200:1	350 m. h.	1000	–	stereo	2x1,5	14,5	
MP8650	3M	48678	1xTFT	SVGA, XGA k	0,5/7,6	•	1000	150:1	350 m. h.	•	–	mono	•	14	
VPL-S800	Sony	57500	3x1,3" TFT	SVGA	1/7,6	1,5/11,6	700	•	400 m. h.	•	•	mono	3	24	
A+K EMP 7300	A+K	76263	3x1,3" TFT	XGA	0,8/7,6	1,6/12,4	1200	300:1	120 UHE	2000	19:1	stereo	2x3	6,2	
LP1000	Infocus	85187	1xTFT	XGA, SXGA k	•	•	1000	350:1	350 m. h.	2000	–	stereo	20	11	
ProScreen 4600 E	Philips	•	3x1,3" TFT	SVGA, XGA k	0,23/7,9	0,8/20	450	150:1	100 UHP	6000	6÷9	mono	•	8	
PT-L795E	Panasonic	•	3x1,3" TFT	XGA, SXGA k	0,76/7,6	1/15,9	650	200:1	280 m. h.	2000	+0/10–0/10	stereo	2x1	10,5	nowość, PIP
PLC-8005	Sanyo	•	3x1,8" TFT	XGA, SXGA k	0,76/15,2	1/21,6	1500	•	400 UHP	•	•	•	•	12	nowość
Barco Vision 701S	Barco	38502	7"CRT	HDTV	1,4/5,5	•	1200pw	•	–	–	–	–	–	•	
VPH-D50	Sony	39700	CRT	SXGA	1,5/6,4	0,9/3,8	180	•	–	•	–	–	–	54	
Barco Vision 701MM	Barco	43667	7"CRT	SVGA	1,4/6,6	•	1100pw	•	–	–	–	–	–	•	
BarcoData 708	Barco	50811	7"CRT	XGA	1,4/6	•	1100pw	•	–	–	–	–	–	38	
BarcoData 808s	Barco	75653	8"CRT	S-XGA	1,4/6	•	1250pw	•	–	–	–	–	–	•	
BarcoData1209s	Barco	75653	9"CRT	S-XGA	2/8,8	•	270pw	•	–	–	–	–	–	82	
Barco Vision 1609	Barco	92175	9"CRT	HDTV	2/8,8	•	1600pw	•	–	–	–	–	–	•	
VPH-G70	Sony	94900	CRT	1700x1200	1,5/7,6	0,8/4,5	240	•	–	•	–	–	–	83	
BarcoGraphics 808s	Barco	100494	8"CRT	1600x1200	1,4/8	•	1250pw	•	–	–	–	–	–	•	
BarcoGraphics 1208S	Barco	125588	8"CRT	2500x2000	1,4/8	•	1250pw	•	–	–	–	–	–	•	
BarcoGraphics 1208S	Barco	160154	9"CRT	2500x2000	2/8,8	•	1250pw	•	–	–	–	–	–	•	
ddv 820	Liesegang	21896	DLP 1xDMD	SVGA, XGA k	1/5,1	1,75/6	650/1500	150:1	270 m. h.	•	16	stereo	1x5, 2x15	9,8	surround
LT 80	NEC	28626	DLP 1xDMD	SVGA, XGA k	0,5/7,6	1/12	600	200:1	•	1000	•	mono	1	•	
AstroBeam 530	A+K	29206	DLP 1xDMD	SVGA	1/4,25	1,75/5	500	230:1	120 UHP	2000	17	mono	10	4,5	
DS1	Proxima	29219	DLP 1xDMD	SVGA, XGA k	0,6/7,6	1,2/12	600	250:1	270 m. h.	1000	11,7÷15	mono	2	4,8	
LP420V	Infocus	34156	DLP 1xDMD	SVGA, XGA k	1,3/4,7	1,5/5,5	500	400:1	270 m. h.	1000	–	mono	1	3,2	
AstroBeam 540	A+K	37661	DLP 1xDMD	XGA	1/4,25	1,75/5	500	230:1	120 UHP	2000	17	mono	10	4,5	
VPD-S1800	Sony	216000	DLP 3xDMD	SVGA	2,5/15	5,2/47	1800	•	1000 Xen	•	•	–	–	60	

Ceny z VAT-em czerwiec 98, mogą się różnić w zależności od dystrybutora sprzętu

m. h. – żarówka metalowo halogenowa TFT- panel LCD Thin Film Transistor pw–10% peak white • – brak danych k-kompresja

Większość projektorów ma: pilot, regulowany zoom, projekcję awers/rewers i możliwość zamocowania pod sufitem

Wszystkie projektory multimedialne mają sterownik myszy w pilocie

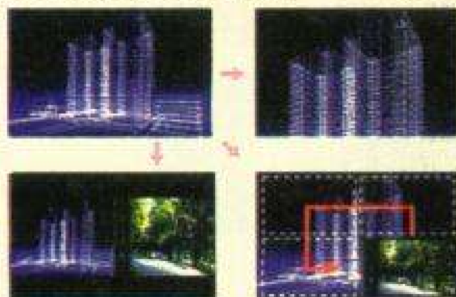


Rys. 6. Najlżejszy projektor LP 420 firmy Infocus

deo dołączoną do projektora, przedmiotów na dużym ekranie. Można w ten sposób pokazać np. rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej (rys. 5).

Przy prezentacjach na konferencjach najczęściej są używane projektory LCD, stosunkowo lekkie i małe. Przykładem może być najlżejszy projektor DLP LP 420 (rys. 6), o masie 3,2 kg i rozmiarach: wys. 9,7 cm, szer. 22,5 cm i dług. 30 cm. Cięższe są stosowane przy prezentacjach w dużych salach, mają możliwość mocowania do sufitu, aby nie utrudniać poruszania się po sali.

Większość projektorów LCD, w tym wszystkie z możliwością podwieszenia pod sufitem, mają korekcję położenia obiektywu. Eliminowane są wtedy zniekształcenia obrazu, tzw. efekt trapezowatości (efekt Keystona) powstający, gdy oś obiektywu nie jest prostopadła do ekranu. W przypadku podwieszenia projektora pod sufitem konieczne jest odwrócenie obrazu tzw. rewers, który wykorzystuje się także, gdy chcemy obraz rzutować z tyłu ekranu. Wtedy z przodu ekranu można poruszać się nie zakłócając projekcji.



Regulacja ogniskowej (zoom) i ostrości obiektywu (focus) może być ręczna lub za pomocą zdalnego sterowania.

Projektory CRT są budowane jako stacjonarne ze względu na swoje wymiary i ciężar mogą być także podwieszane pod sufitem.

Funkcje użytkowe

Podstawą każdego systemu obsługi jest menu umożliwiające regulacje parametrów obrazu i dźwięku. W opisanych modelach rozpoznawanie źródeł sygnałów następuje automatycznie. Większość funkcji jest także sterowana z pilota. Przy współpracy z komputerem jest konieczny sterownik myszy, który może być w pilocie lub jest dołączany do projektora.

Obraz można zatrzymywać, dzielić na okna (rys. 7), szczegóły widoczne na obrazie można powiększać z użyciem "szkła powiększającego". Przy podziale na dwa okna prezentować można obraz z komputera i np. magnetowidu. Bardziej wyrafinowane projektory mają możliwość zmiany formatu ekranu 4:3, 5:3, 16:9, kinowy.

Dźwięk

Najpopularniejszy jest system dźwięku monofoniczny z głośnikiem o mocy wyjściowej 3 W i system stereofoniczny o podobnej mocy wyjściowej, od 2 do 5 W. Oczywiście istnieją wejścia do dołączenia dodatkowego wzmacniacza. Jedynie firma Infocus stosuje system dźwięku o większej mocy: 15 W lub 2 x 15 W. Firma Lisegang natomiast zastosowała w modelu ddv 820 procesor dźwięku *(surround)* do uzyskania dźwięku otaczającego, szczególnie przydatnego do kina domowego. Projektor ma wbudowany jeden głośnik, a dwa mogą być odłączone od obudowy w celu otrzymania szerokiej bazy stereofonicznej.

Wejścia i wyjścia

Projektory wizyjne odbierają obraz właściwie wszystkich standardów, jak PAL, SECAM, NTSC. Różnice wynikają jedynie z rodzajów standardu NTSC. Najczęściej spotykana jest wersja 3,58 i 4,43.

Warto zapoznać się z rodzajami wejść i wyjść w danym projektorze, aby nie stosować przejściówek do dołączenia źródeł sygnału wideo. Do dyspozycji mamy wejście wideo *cinch* (nie stosuje się wejścia *scart*), S-Video (mini DIN 4-stykowy), RGB (mini D-sub 15-stykowe). Niektóre projektory mają także wyjście RGB, do dołączenia monitora, aby łatwiej kontrolować prezentację.

Do dołączenia komputera stosuje się złącze RS-232. Niektóre modele mają wbudowaną szczelinę na karty pamięciowe PCMCIA (Panasonic PT-L555E – rys. 8, Mitsubishi LVP-X100). Wejścia i wyjścia audio to przeważnie gniazda *cinch*, ale są spotykane też *minijack stereo*.

W zestawieniu podano wybrane parametry, które mogą być pomocne przy wyborze projektora. Przed zakupem projektora warto skorzystać z prezentacji, która może być zorganizowana u klienta, aby porównać obrazy projektorów różnych firm. Można się wtedy zorientować w różnicach w jakości obrazu, czego nie opiszą całkowicie parametry. Pomocne powinno być również zamieszczone zestawienie danych technicznych i cen poszczególnych urządzeń.

Jerzy Justat



Rys. 7. Projektor LVP-X100A firmy Mitsubishi z funkcją obrazu w obrazie



Rys. 8. Projektor PT-L555 firmy Panasonic ze szczeliną na kartę PCMCIA

KONKURS WAKACYJNY ReAV

Kontynuujemy nasz konkurs wakacyjny, którego sponsorem jest firma Philips Polska. Czytelnicy, którzy prawidłowo odpowiedzą na 6 pytań konkursowych wezmą udział w losowaniu nagród. Cztery pytania zamieściliśmy w numerach czerwcowym i lipcowym, dwa ostatnie znajdą Państwo poniżej. Wszyscy dokładnie czytający nasze pismo bez trudu odpowiedzą na pytania konkursowe. Odpowiedzi na nie można bowiem znaleźć w tegorocznych numerach "ReAV".

Odpowiedzi (tylko na kartkach pocztowych) prosimy nadsyłać pod adresem redakcji w terminie do dnia 10 września br. Wyniki konkursu opublikujemy w nr 11/1998. Na kartce trzeba koniecznie nakleić 3 kolejne kupony konkursowe z numerów 6,7 i 8 "ReAV".

NAGRODY UFUNDOWAŁA FIRMA PHILIPS

CD-rekorder CDR 870
Telefon DECT Xalio 6400
Bumbox AZ 1202
Przenośny odtwarzacz CD AZ 7381
Trzy radia sufitowe SBC SX 390
Trzydzieści kaset wideo XHG 240



Opis nagród

- CD-rekorder CDR 870 – nagrywa i odtwarza płyty CD do jednokrotnego i wielokrotnego zapisu
- Telefon bezprzewodowy DECT Xalio 6400 – zasięg do 300 m, pamięć 25 numerów, wyświetlacz LCD, urządzenie głośnomówiące w słuchawce
- Bumbox AZ 1202 – radiomagnetofon z odtwarzaczem płyt CD, system dźwięku przestrzennego Incredible Surround, 80 W mocy muzycznej
- Przenośny odtwarzacz CD AZ 7381 – pamięć 99 utworów, cyfrowy procesor dźwięku, wzmocnienie basów Dynamic Bass Boost
- Radio sufitowe SBC SX 390 – automatyczne włączanie i wyłączanie, zakresy fal średnie i UKF

KUPON KONKURSOWY ReAV 8/98

Pytania konkursowe:

5. W jakim wzmacniaczu firmy Marantz zmiany konstrukcyjne wprowadz Ken Ishiwata?
6. Proszę podać pojemność dysków ZIP i JAZ (bez kompresji).